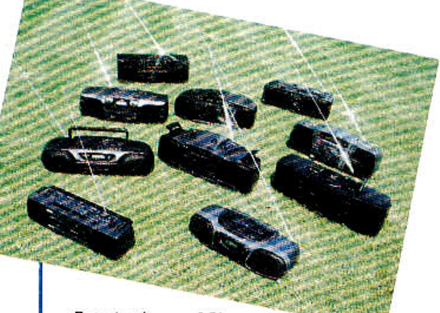

LE HAUT-PARLEUR
ISSN 0337 1883
LE MAGAZINE DES TECHNIQUES DE L'ÉLECTRONIQUE
NOTRE DOSSIER
LES RADIOCASSETTES A LECTEUR DE CD
FACE A FACE :
LES MAGNETOSCOPES DE SALON : JVC HRD 960 ET PANASONIC MV-W1E
REALISEZ :
UN ECLAIRAGE AUTOMATIQUE A INFRAROUGE PASSIF
T 1843 - 1790 - 25,00 F
15 JUILLET 1991
N° 1790 - LXVIIe ANNÉE

SOMMAIRE

LE DOSSIER DU MOIS : LES RADIOCASSETTES A LECTEURS DE CD INCORPORE



Dossier (page 19).

AU BANC D'ESSAI

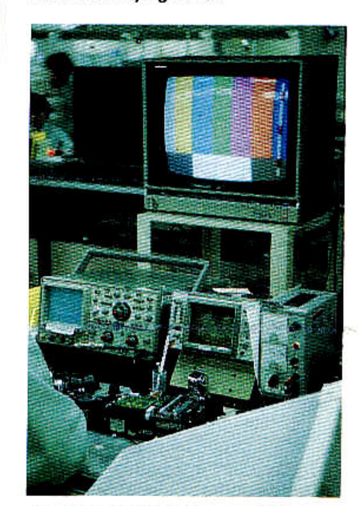


Face à face (page 71).

INITIATION

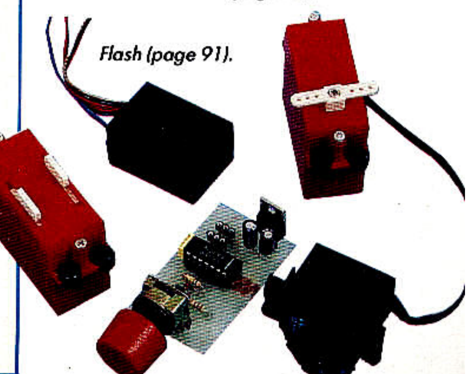
REALISATIONS

REALISATIONS « FLASH »



En visite chez Canon (page 13).

DOCUMENTATION - DIVERS



Flash (page 91).

Les radiocassettes laser : technique et solutions actuelles

Le moins que l'on puisse dire, c'est que les actuels radiocassettes – en général systématiquement associés à un lecteur laser – n'offrent plus qu'une lointaine parenté avec leurs devanciers de la précédente décennie. En quelques années, en effet, grâce à l'apport des technologies nouvelles, ces appareils ont totalement changé de visage, les plus performants d'entre eux présentant des caractéristiques dont certaines étaient jusqu'alors réservées aux chaînes Hi-Fi traditionnelles. Parmi les perfectionnements les plus marquants dont ces appareils bénéficient aujourd'hui, citons notamment l'emploi de tuners à synthèse de fréquence, la présélection de stations, la mise en œuvre d'une double platine cassette – le plus souvent « autoreverse » –, l'intégration d'un lecteur de CD programmable. Et, pour la section audio, la présence d'égaliseurs graphiques mais aussi de dispositifs de suramplification des basses, ceux-ci étant destinés à compenser les pertes de rendement, dans le grave, des haut-parleurs – de taille forcément réduite – dont certains sont, parfois, intégrés dans des mini-enceintes détachables.



La section tuner

A l'exception de quelques appareils proposés à un prix particulièrement attractif, dont les tuners sont dits « analogiques » – ce qui signifie que l'accord sur les diverses stations s'opère classiquement à partir d'un cadran à aiguille se manœuvrant manuellement –, tous les tuners des radiocassettes proposés sur le marché sont du type « digital ». Mettant en œuvre des circuits à synthèse de fréquence, ces tuners effectuent la recherche des stations par balayage électronique des diverses gammes de réception (FM, PO, GO et parfois OC). Et cela de façon automatique ou manuelle – au gré de l'utilisateur –, l'affichage des fréquences s'effectuant en clair sur un écran à partir de « digits », d'où le qualificatif donné à ces tuners.

Lesquels, pour les modèles les plus évolués, offrent la possibilité de programmer entre 15 et 30 stations différentes, leur rappel étant alors généralement permis à partir d'une télécommande « toutes fonctions ». C'est-à-dire régissant aussi bien les fonctions du tuner que celles de la platine double cassette, du lecteur de CD, ainsi que de l'amplificateur audio et des circuits de correction associés.

Ces tuners, cela va de soi, intègrent un décodeur stéréophonique indispensable à l'exploitation, sur la gamme FM, des programmes retransmis selon cette technique. Exploitation assurée dans les meilleures conditions grâce au « pilotage » du seuil de dé-

RADIOCASSETTES

clenchement à partir du niveau des signaux reçus.
Une particularité qui est d'ailleurs mise à profit sur quelques modèles de radiocassettes « haut de gamme », disposant d'une fonction de mémorisation automatique des stations reçues qui permet de ne prendre en compte que les plus puissantes d'entre elles, c'est-à-dire celles assurant, à l'écoute, un rapport signal/bruit convenable répondant aux exigences d'une audition de qualité.
Concernant cette fois plus particulièrement l'agrément et les possibilités d'emploi, la présence d'un « timer » multifonction est souvent associée à la mise en route automatique du radiocassette. Cela permet notamment de conférer, aux appareils qui en sont dotés, les mêmes possibilités que celles d'un radioréveil. Avec généralement, en plus, la faculté de programmer aussi bien l'heure de mise en route que celle de l'arrêt de l'appareil, de façon à déclencher l'enregistrement automatique d'une émission de son choix en cas d'absence. Cela indépendamment de la fonction « sommeil » mettant hors fonctionnement le radiocassette au bout d'un temps déterminé, ajustable à la demande.

La section magnétophone

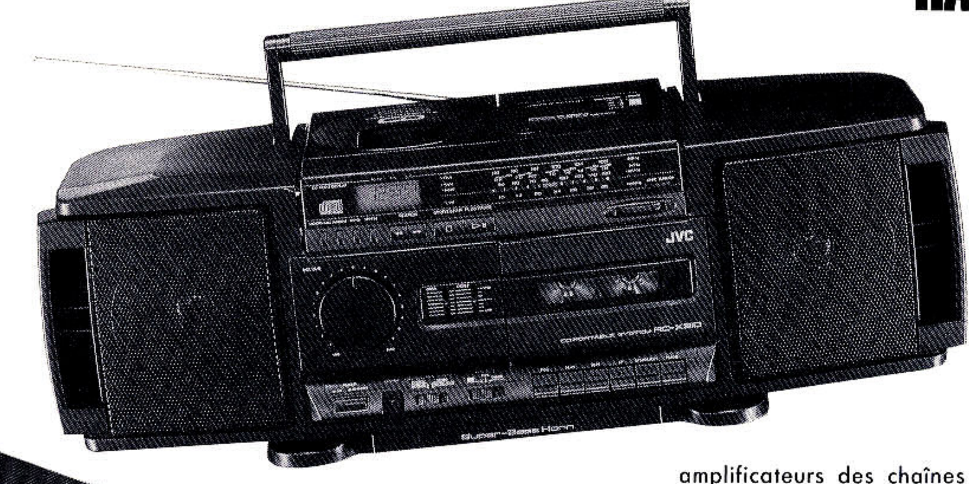
Relativement élaborée, la section magnétophone des radiocassettes fait pratiquement toujours appel – sauf pour les appareils les plus simples – à une platine double cassette, dont un des deux éléments constitutifs est habituellement spécialisé dans la seule lecture des cassettes enregistrées.
Tandis que le second élément – dont le démarrage est piloté à partir du premier – combine les possibilités de l'enregistrement et de la lecture. Ce qui permet de réaliser, sur ce dernier, des enregistrements synchrones, aux fins de copie. Copie dite rapide car pouvant s'effectuer à une vitesse double de la normale, cette technique ayant pour autre mérite de conserver une excellente réponse en fréquence dans le registre aigu et d'améliorer le rapport signal/bruit par rapport à une copie réalisée à vitesse standard. Ce dont divers appareils « top niveau » tirent notamment profit pour copier, dans les meilleures conditions possibles, les enregistrements émanant de disques compacts confiés à leur lecteur laser.
Dans la quasi-totalité des cas, ces platines à double cassette sont dotées de la fonction « autoreverse » permettant d'assurer la lecture des deux faces d'une cassette, sans avoir besoin de retourner celle-ci, ce qui rend également possible la lecture en continu. Parfois, d'ailleurs, cette fonction « autoreverse » est étendue au mode enregistrement, autorisant dans ces conditions un renversement automatique du sens de défilement de la bande magnétique en fin d'utilisation de la première face de la cassette.
Egalement très appréciée, la fonction de recherche des « blancs » figure sur bon nombre d'appareils et se prête à la localisation rapide des différentes plages enregistrées sur une cassette, dès lors qu'un intervalle de temps suffisant (de l'ordre de 2 à 3 s) a été prévu à cet effet entre chaque séquence sonore.
Bien évidemment, la sélection automatique des réglages de polarisation et d'égalisation, adaptés aux types de bandes magnétiques utilisées (Fe_2O_3, CrO_2, Me), fait partie du cahier des charges de ces appareils. De même que la présence d'un réducteur de bruit – le plus souvent de type « Dolby B » – commutable au gré de l'utilisateur.

La section lecteur laser

Pour ceux des radiocassettes qui bénéficient d'une section lecteur laser, la similitude avec les platines CD de salon est évidente. Cela du double point de vue des performances et des possibilités, surtout pour les appareils bénéficiant de l'apport d'une télécommande à infrarouges et d'un tiroir de chargement électrique. Semblable dispositif demeure toutefois une exception, la plupart des systèmes de chargement faisant appel soit à une porte basculante verticale, soit, plus simplement encore, à un positionnement manuel des CD sur le plateau d'entraînement implanté horizontalement : une formule qui, comme celle du tiroir électrique, assure la compatibilité







de lecture des disques compacts de 8 cm de diamètre.
Au niveau des techniques utilisées, ces lecteurs de CD ont indifféremment recours à des lasers monofaisceau ou trifaisceaux. En ce qui concerne les convertisseurs A/N, les modèles 16 bits et 18 bits sont concurremment utilisés, de même que le suréchantillonnage, qui peut être quadruple ou octuple pour les versions les plus performantes.
Du fait de l'association, en un même boîtier, du lecteur de CD – quelques modèles disposent même d'un double lecteur laser – et d'un enregistreur-lecteur de cassettes, bon nombre de réalisations sont prévues pour une copie synchronisée des CD sur cassettes, certains appareils haut de gamme autorisant, ainsi que déjà signalé, la copie sur cassettes à vitesse double, procurant une réponse en fréquence plus étendue et un meilleur rapport signal/bruit.
Dans certains cas, cette copie, gérée par microprocesseur, peut même être effectuée de façon à réaliser une occupation optimale de chacune des faces d'une cassette, l'appareil opérant alors une répartition automatique des diverses plages d'un CD en fonction de la durée de la cassette utilisée pour la copie.
Ce qui ne se conçoit, cela va sans dire, que lorsque l'on est en présence de CD constitués d'enregistrements n'imposant pas un enchaînement chronologique.
Au niveau du confort d'utilisation, on retrouve la plupart des fonctions en usage sur les lecteurs CD de salon. Dont, notamment, la programmation, dans un ordre choisi, des différentes plages d'un disque : 20 en moyenne. Mais aussi la lecture aléatoire de ces mêmes plages qui sont alors restituées dans un ordre quelconque, la plus intéressante de ces fonctions spécifiques étant toutefois constituée par le mode « Introscan » qui correspond à la lecture automatique des 10 ou 15 premières secondes de chacune des plages d'un disque.

La section audio

En dehors de la puissance modulée disponible dont le « plafond » se situe, ce qui est normal, à une valeur inférieure (2 × 15 Weff. max. environ) à celle atteinte par les amplificateurs des chaînes Hi-Fi classiques, la section audio des radiocassettes affiche des performances (bande passante, rapport signal/bruit, taux de distorsion) soutenant en général la comparaison avec celles de ces dernières.
Cette section se distingue toutefois par divers aménagements spécifiques, le plus répandu étant l'égaliseur graphique – habituellement à trois ou à cinq bandes – dont le rôle est de modifier la réponse en fréquence des circuits d'amplification, en atténuant ou en renforçant certaines parties du spectre sonore reproduit.
Complémentaire de l'égaliseur graphique, la commande d'effet physiologique – plus connue sous le nom de « Loudness » – agit, quant à elle, automatiquement sur le niveau du registre grave qui se trouve d'autant plus relevé que l'écoute se fait à faible puissance.
Cela afin de compenser dans une certaine mesure la perte de rendement aux basses fréquences, inhérente aux haut-parleurs et aux enceintes acoustiques de faibles dimensions dont sont équipés les radiocassettes.
Ce à quoi les constructeurs se sont efforcés de remédier de différentes manières, en faisant appel à des solutions électroniques. De loin la plus utilisée, la suramplification sélective du registre grave permet de remonter ce dernier de plusieurs décibels, l'action des différents dispositifs employés se faisant sentir en dessous de 200 à 300 Hz.
Les termes usités pour définir cette technique varient selon les constructeurs, qui la désignent habituellement sous les noms de « Mega-Bass », « Bass-Booster », « X-B-S » (Extra Bass System), ou encore « Turbo-Bass ».
A ne pas confondre toutefois avec les techniques de « bi-amplification » ou d'effet « Surround », ce dernier étant parfois appelé « 3D-Bass », ou « Bass-Surround ».
C'est ainsi que les techniques de bi-amplification reposent sur la mise en œuvre de deux voies d'amplification séparées, la première affectée aux graves, la seconde au registre médium/aigu, les signaux correspondants étant exploités par des coffrets acoustiques, également à deux voies.
Quelque peu différente, la technique propre à la restitution de l'effet « Surround » fait classiquement appel à un circuit de matriçage, associé à un amplificateur séparé, mettant en œuvre un haut-parleur central spécialisé dans le registre grave, qui se trouve ainsi « boosté », pour reprendre une expression consacrée.
En ce qui concerne les reproducteurs sonores – autrement dit les haut-parleurs –, plusieurs formules sont retenues. Ainsi, ces derniers peuvent être intégrés au boîtier des appareils, ou, au contraire, être montés dans des coffrets acoustiques détachables, habituellement du type « Bass-Reflex », permettant – grâce à l'écartement de la base sonore – un meilleur rendu de l'effet stéréo. Ils peuvent par ailleurs être employés en solo sur chaque voie d'amplification, ou au contraire faire partie d'un système à deux voies associant un « tweeter » pour le registre aigu et un médium/grave pour la partie complémentaire du spectre sonore.
Pour des raisons évidentes, c'est cette dernière solution qui présente le maximum d'avantages, l'emploi de haut-parleurs spécialisés assurant en effet un meilleur équilibre entre les différentes fréquences acoustiques à reproduire. Donc, en fin de compte, une qualité d'écoute supérieure.

C.D.

Pratique de l'électronique

3e PARTIE
(voir *H.P.* nos 1788 et 1789)

Les circuits linéaires

Poursuite de nos investigations autour de l'amplificateur opérationnel. Nous décrivons ce mois quelques paramètres relatifs aux courants d'entrées, essentiels sur les montages à haute impédance avec quelques records historiques cités et une prise de contact avec un modèle moderne.

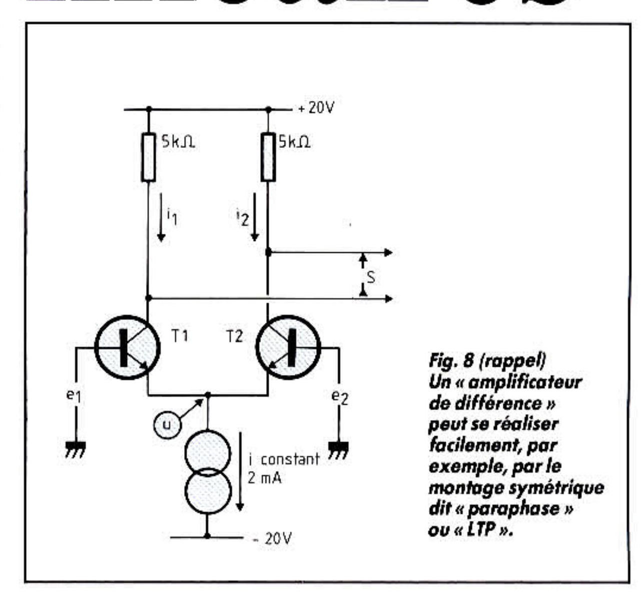


Fig. 8 (rappel)
Un « amplificateur de différence » peut se réaliser facilement, par exemple, par le montage symétrique dit « paraphase » ou « LTP ».

Le « latch-up »

Si nous avons longuement étudié ce phénomène bizarre, c'est parce qu'il intervient dans certains amplificateurs opérationnels, et provoque des comportements tout à fait « inexplicables », qui peuvent même être destructifs.

En effet, le montage de la figure 8, ou un montage équivalent, est presque toujours l'étage d'entrée d'un amplificateur opérationnel. Donc, si, pour des grandes tensions d'entrée, le gain peut arriver à s'inverser, on conçoit que « rien ne va plus » » dans le montage utilisant l'amplificateur opérationnel.

Il est important de noter que cette « inversion de gain » (qui correspond à un gain inversé bien moindre en valeur absolue que le gain normal) ne peut se produire que lorsque la source qui attaque une des entrées est capable de fournir un courant important.

Donc, si l'on a le droit de placer un résisteur de forte résistance en série avec les deux entrées, on supprime le danger de « latch-up ».

D'où vient ce nom, qui signifie « verrouillage en haut » ? Du fait que, dans un montage utilisant un amplificateur opérationnel, on fait toujours intervenir une « réaction négative ». Si, le gain s'inversant, la réaction devient alors positive, on n'a plus affaire à un système stabilisé, mais à un véritable « basculeur », et le tout va se trouver bloqué (verrouillé) dans un état intempestif.

Il existe des amplificateurs opérationnels qui sont exempts de « latch-up ». Par exemple, dans le montage de la figure 8, si l'on place (fig. 13) des diodes en série avec les transistors, on supprime le latch-up, puisque les courants dans les résisteurs de 5 kΩ ne peuvent plus s'inverser.

Cette précaution peut aussi s'appliquer dans le cas des étages d'entrée équipés de transistors à effet de champ (du type J-FET, pas des MOS), car eux aussi peuvent se « transformer » en deux diodes, la jonction entre le drain et la porte (ou grille, ou gate), normalement polarisée en inverse, est conductrice si on la polarise dans le sens passant.

Une histoire de courant d'entrée

Le montage de la figure 8 est très souvent utilisé comme étage d'entrée pour la plupart des amplificateurs opérationnels. Il est donc constitué de deux transistors, aussi identiques que possible, qui peuvent être du type « à effet de champ », soit en J-FET (type « à jonction »), soit en MOS-FET (Metal Oxyde Silicium, à grille isolée).

Pourquoi utiliser ces types de semi-conducteurs ? Tout simplement pour minimiser le courant consommé sur les entrées.

Le « maître mot » est donné ! La troisième qualité de notre amplificateur capable de faire des opérations (après le grand gain, le montage en « amplificateur de différence », à deux entrées) est LA FAIBLE CONSOMMATION DE COURANT SUR LES ENTREES.

Plus nous irons dans l'étude de l'amplificateur, plus nous verrons que le courant consommé sur les entrées est un HORRIBLE DEFAUT des amplificateurs opérationnels. Donc, plus ce courant est petit, meilleur est l'amplificateur (surtout pour certaines applications, car il y en a pour lesquelles cette qualité de faible courant est moins importante).

Pourquoi y a-t-il du courant aux entrées ? Tout simplement parce que, si l'étage d'entrée est celui de la figure 8, il faut fournir le courant base des transistors. Si cet étage est constitué de J-FET, il y aura le courant de fuite des grilles de ces derniers (bien plus faible, mais pas nul).

On ira encore plus loin dans la réduction de ce courant en faisant appel aux transistors MOS-FET.

Quelles sont, en réalité, les valeurs de ces courants d'entrée ? Les tout premiers amplificateurs opérationnels, comme le vénérable « 706 », frôlaient le demi-micro-ampère. D'accord, il n'y a pas de quoi faire fondre la connexion, mais, pour de nombreuses applications, c'est mille fois (ou cent mille fois) trop grand.

Une bonne évolution

L'ancêtre qui a la vie trop dure, le « 741 », beaucoup trop utilisé de nos jours, a encore 0,2 μA d'entrée. Mesurons donc ce courant en unités adéquates, en nanoampères (milliardièmes d'ampère) : cela donne 200 nA.

Une première tentative intéressante pour diminuer ce courant fut l'amélioration des transistors d'entrée, arrivant à la classe des amplificateurs opérationnels du type « 101 » (comme le LM 101), dans lesquels le courant passe au-dessous de 100 nA, arrivant souvent à 40 nA ou quelquefois moins.

Fig. 13 (rappel). – Avec deux diodes en série dans les collecteurs, on empêche les courants collecteurs de s'inverser, et l'on supprime, de ce fait, le latch-up.

Puis on en arriva à monter à l'entrée des transistors dits « super-gain ». C'est la série des modèles « 108 », où les courants d'entrée commencent à descendre en dessous de 1 nA.

Ils furent rapidement rejoints puis dépassés par les modèles à J-FET, comme les TL 072 et analogues, qui arrivent facilement au-dessous du dixième de nanoampère.

Puisque l'on descend en dessous de 1 nA (rappelons que 1 nA = 10^{-9} A = un millième de micro-ampère, ou un millionième de milliampère), nous utiliserons donc une unité mille fois plus petite : le « picoampère » (pA) qui vaut, cette fois, 10^{-12} A, soit un milliardième de milliampère.

Donc, avec les modèles à J-FET, on arrive à 100 pA ou moins. Les réalisateurs des amplificateurs opérationnels munis de transistors « super-gain », type « 108 », répliquèrent que les performances des modèles à J-FET étaient « exagérées ».

En effet, si l'on élève la température du composant, le courant de fuite d'un J-FET monte rapidement (théoriquement, il double chaque fois que la température augmente de 8 °C). A l'opposé, comme le gain d'un transistor, classique ou « super-gain », augmente avec la température, le courant d'entrée des modèles « 108 » diminue quand la température monte.

Cela dit, il faudrait tout de même aller sous un climat « super-tropical » pour que le courant d'entrée des modèles « super-gain » tombe en dessous de celui des J-FET.

Quo non descendam ?

En version française, cela donne : « Jusqu'où ne descendrai-je pas ? » C'est le cri de guerre des réalisateurs de modèles à MOS-FET.

L'auteur se rappelle encore le jour où il lut avec stupeur la « pub » d'un amplificateur opérationnel qui allait sortir et qui annonçait, entre autres performances extrêmement alléchantes, un courant d'entrée inférieur au picoampère.

C'était une annonce un peu prématurée. Le coup de téléphone donné à l'importateur (avant même d'avoir fini de lire la pub en question) révéla que le produit n'était pas encore disponible, que l'on ne savait pas quand il le serait, ni quel en serait le prix.

La réponse ayant été analogue deux mois plus tard, l'auteur conclut alors (à tort) que l'on se trouvait de nouveau en présence d'un « chèque sans provision » (il y en eut de fort nombreux dans ce domaine, la pub prématurée annonçant des produits que le constructeur n'a pas pu réaliser).

Mais, quelques mois plus tard, l'auteur put enfin obtenir un « CA 3130 ». Le premier essai fut d'en mesurer le courant d'entrée : non seulement la pub n'avait pas menti, mais, pour une fois, elle s'était montrée modeste : la valeur était de 0,6 pA. Le rêve, pour quelqu'un qui s'intéresse aux montages à haute impédance !

Fait-on mieux encore ? Oui. Le modèle AD 515 L annonce un courant d'entrée maximal de 75 fA. De quoi s'agit-il ? de « femtoampères », le suffixe « femto », encore peu connu, signifiant 10^{-15}. Autrement dit, cet amplificateur a un courant d'entrée inférieur à **un treizième de picoampère !** Saluez donc la performance !

Un ampèremètre introuvable

Quand on parle de courants de cet ordre de grandeur, la question que l'on se pose tout de suite est : « Comment peut-on mesurer des intensités aussi faibles ? »

En effet, tous les modèles d'ampèremètres (à cadre ou numériques) déclarent forfait bien avant le nanoampère.

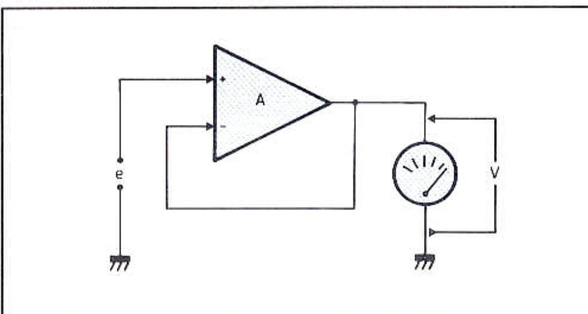


Fig. 14. – L'amplificateur opérationnel est ici monté en « gain unité » ou « suiveur », donnant à la sortie la même tension qu'à l'entrée.

Heureusement, il existe un moyen très simple (mais pas très rapide) pour mesurer ce courant.
Nous allons le décrire en détail, autant pour permettre aux lecteurs de tester leurs amplificateurs opérationnels que pour montrer une application intéressante de ces composants.
Le montage de la figure 14 est, on le sait, un amplificateur de gain unité (ou presque exactement unité). La tension de sortie V « suit » presque rigoureusement celle d'entrée e, car l'amplificateur opérationnel « pilote » sa tension de sortie pour la rendre pratiquement égale à e.
Si l'amplificateur est correctement alimenté, par des tensions positives et négatives par rapport à la masse, l'« asservissement » du potentiel de la sortie à celui de l'entrée « + » se maintient pour une excursion de e allant, par exemple, de – 10 V à + 10 V.
Donc, dans ce domaine de tensions, ce que l'on lit sur le voltmètre connecté en sortie est presque rigoureusement la valeur de e.
Passons maintenant au montage de la figure 15. On y retrouve l'amplificateur opérationnel monté en « suiveur » (gain unité). A l'entrée, la tension e est fournie par un condensateur C.
Le potentiomètre P permet de disposer au point (A) d'un potentiel allant de – 2 V à + 2 V par rapport à la masse. Ce point (A) est l'extrémité d'un fil souple avec lequel on pourra toucher le point (B), qui est l'entrée de l'amplificateur.
Il sera ainsi possible de charger C à une tension variant de – 2 V à + 2 V. Une fois le contact entre (A) et (B) ouvert, le condensateur C est le seul à fournir le courant I_b (on nomme ainsi le « bias current », ou courant de polarisation, autrement dit le courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel).
Notons bien que la flèche de gauche à droite figurant sur la connexion d'entrée de l'amplificateur ne signifie nullement que le courant d'entrée va dans le sens de cette flèche. Si c'est le cas (courant « entrant »), il s'exprimera par un nombre positif. S'il s'agit d'un « courant sortant » (sens opposé à celui de la flèche), la valeur en sera négative.

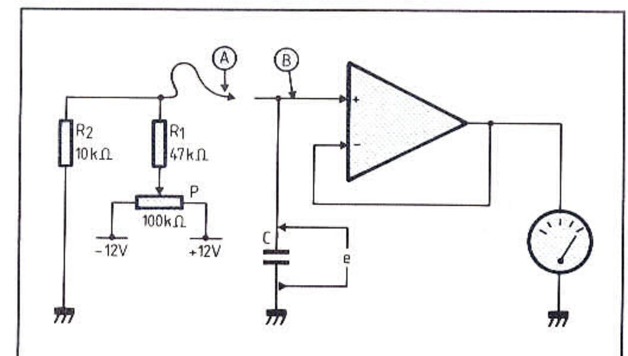


Fig. 15. – Avec l'amplificateur monté en suiveur, le courant de l'entrée « + » étant fourni par un condensateur, la variation de e (lue sur le voltmètre de sortie) en fonction du temps nous donnera la valeur du courant consommé par l'entrée « + ». En touchant le point (B) avec le fil (A), on charge C à une valeur initiale, choisie par P.

Tout le secret de la mesure tient dans le fait suivant : comme c'est C qui fournit I_b, la variation de la tension e aux bornes de C sera liée à ce courant par la loi bien connue :

$I_b = - C\, de/dt$

En d'autres termes, le courant (en ampères) s'obtiendra en multipliant la capacité du condensateur (en farads) par la vitesse de décharge de/dt (en volts par seconde).
Or, à chaque instant, on connaît e, puisque cette valeur est « recopiée » sur le voltmètre, donc, avec un chronomètre, on peut mesurer facilement la vitesse de variation de e en fonction du temps. Comme on connaît la valeur de C, on en déduit celle du courant I_b.

Exemple de mesure

Supposons que C ait une capacité de 470 pF, soit :

$4{,}7\ 10^{-10}$ F

En touchant le point (B) avec l'extrémité (A) du fil souple, nous avons porté la tension lue sur le voltmètre à + 0,7 V.
Nous guettons le voltmètre, chronomètre en main. Quand la tension lue passe par 0,80 V exactement, nous mettons en route le comptage des secondes.
Au moment où la tension lue passe par + 1,00 V, nous arrêtons le chronomètre : il indique 13 s.
La vitesse de montée de/dt est donc de 0,2 V en 13 s soit :

$0{,}2 / 13 = 1{,}54\ 10^{-2}$ V/s

On en déduit que I_b est sortant (sens opposé à la flèche sur la figure 15) puisque e augmente, et que sa valeur est :

$4{,}7\ 10^{-10} \times 1{,}54\ 10^{-2} = 7{,}2\ 10^{-12}$ A ou 7,2 pA

Difficultés et raffinements

Quand on fait une mesure de ce type pour la première fois, on découvre qu'il se passe des choses bizarres.
D'abord, quand on touche le point (B) avec le fil (A), on lit une certaine tension sur le voltmètre, et, dès l'instant où l'on rompt le contact, il arrive que la valeur lue fasse un saut « inexplicable ».
Cela tient aux « tensions de contact » : quand on ouvre un circuit, il se peut qu'une tension parasite intervienne, surtout si les métaux qui se touchaient sont différents.
On pourrait penser à l'utilisation d'un interrupteur pour remplacer la solution trop « bricolée » du fil souple amené en contact. C'est faisable, à condition de trouver un interrupteur de haute classe, d'un isolement parfait à l'état ouvert.
Un modèle possible est un « interrupteur à lames souples », nommé « ILS » (ou « relais REED » en Amérique). Il s'agit d'une petite ampoule qui se présente comme le montre la figure 16, contenant deux lames souples en métal magnétique. Si on en approche un aimant convenablement orienté, l'attraction magnétique des lames les fait se coller, établissant le contact.
Avec un tel « relais », il n'y a pratiquement pas de « tension de contact » à l'ouverture, et, en général, l'isolement est très élevé.
Pour vérifier que ledit isolement est bon, on observe le voltmètre une fois que le contact a été ouvert (en éloignant l'aimant de l'ILS) et on manœuvre le potentiomètre P dans un sens puis dans l'autre. Si cette manœuvre n'a aucune influence sur le rythme de variation de la tension de sortie, on peut en conclure que l'isolement de l'ILS ouvert est bon.

Danger : expérimentateur à haut potentiel !

Une autre surprise attend celui qui fait la mesure de courant par la méthode indiquée. Il se peut que la tension de sortie



Fig. 16. – Un « interrupteur à lames souples » (ILS) ou « relais reed », composé de deux lames magnétiques dans une ampoule de verre, remplace avantageusement le contact par un fil dans le montage précédent.

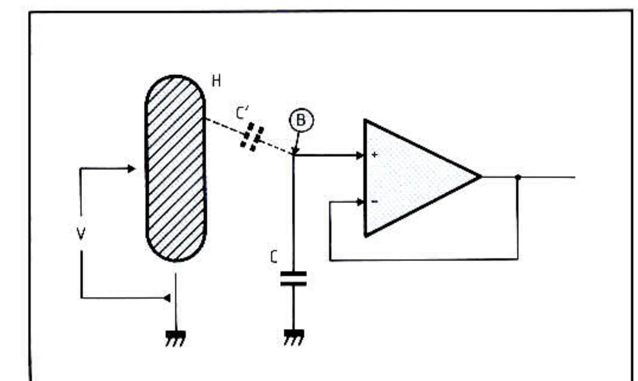


Fig. 17. – Un « corps » H (par exemple l'expérimentateur), chargé à la tension U par rapport au sol, peut, par la capacité parasite C', influer fortement sur le potentiel du point (B), qui varie quand H se déplace.

présente des variations bizarres quand la main de l'opérateur s'approche ou s'éloigne du montage, ou, encore bien plus, si celui qui réalise la mesure fait quelques pas en s'éloignant (ou en se rapprochant) du montage.
C'est tout simplement dû à l'influence électrostatique. En effet (fig. 17), l'expérimentateur peut être assimilé à un conducteur H isolé de la terre, et chargé, par rapport à celle-ci à une tension U.
Or, entre le dit expérimentateur H et le point (B), il y a un « condensateur », C' (capacité parasite). L'ensemble C'-C constitue un « diviseur de tension capacitif » (nous y reviendrons). Si C était, au départ, totalement déchargé, quand H est assez près pour que C' ne soit plus nul, ce diviseur provoque une charge de C à la tension :

$U \times C\ /(C+C')$

Autrement dit, un expérimentateur chargé à 2 000 V (valeur tout à fait possible) par rapport à la terre, présentant par rapport au point (B) une capacité parasite C' de 0,1 pF, alors que C vaut 470 pF, va charger C à :

$2\,000 / 4\,700 = 0{,}43$ V

Et encore, nous avons supposé U = 2 000 V, or des essais faits par l'auteur montrent qu'une personne « normale », sur une moquette synthétique, par temps sec, peut acquérir un potentiel de 25 000 V par rapport à la terre. Encore une victime de son excès d'isolement (électrique) ! On s'en aperçoit tout de suite quand on touche une poignée de porte.
En particulier dans les immeubles de New York, où l'on aime bien l'air conditionné très sec et les moquettes en acrylique, on passe sa vie à sursauter quand on touche une porte d'ascenseur. Les New-Yorkais, qui sont conditionnés à ces chocs depuis leur tendre enfance, n'y font plus attention, et, quand ils vous voient bondir, il y en a qui rient en disant *« Hi hi : a foreigner ! »* (cela ne console pas).
Comment se défendre contre ces influences ? En se déchargeant. Les marchands de composants vendent des « bracelets de décharge » prévus pour la manipulation des circuits C-MOS.
Vous pouvez aussi relier le bracelet métallique de votre montre à un fil, qui vous relie à la terre, par l'intermédiaire d'une fiche banane facilement débrochable. On évite ainsi d'entraîner tout le matériel par terre quand, ayant été appelé au téléphone, on part en oubliant que l'on a un fil... à la main.
Petit détail : dans le fil qui vous relie à la terre (une connexion reliée à un robinet d'eau), interposez toujours un résisteur d'une résistance de 100 kΩ ou plus. Vous vous déchargerez tout aussi bien, et si, par hasard, vous touchez le fil de phase du secteur, on n'aura pas besoin d'aller prévenir... votre veuve.

Une installation de mesure

Un bon moyen pour procéder à ces mesures consiste à placer, sur votre table de laboratoire, une plaque de stratifié pour circuit imprimé, du type « époxy », simple face, le cuivre en dessous.
Le cuivre en question est relié à une connexion de terre, comme votre « bracelet de décharge » (*via* 100 kΩ ou plus). Vous aurez alors supprimé tout champ électrique parasite, et les phénomènes bizarres décrits plus haut disparaîtront, votre montage cessera de jouer le détecteur de proximité.
Il reste une vérification à faire : le courant que l'on a mesuré par la vitesse de/dt n'est-il dû qu'au courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel ? En effet, votre condensateur peut ne pas être parfait, il a peut-être une fuite intérieure, qui le décharge.
Il convient, bien sûr, de prendre un bon condensateur, par exemple au « mylar » ou, de préférence, au « styroflex ». Mais il est assez facile de voir s'il est aussi bon qu'on l'espère.
Supposons que, dans un premier essai, on ait trouvé un temps de 13 s pour que la tension de sortie (égale à e) passe de + 0,80 V à + 1,00 V.
Nous allons recommencer la mesure, en portant, grâce au potentiomètre P, le potentiel de B, au moment de la rupture du contact entre (A) et (B), à une valeur de négative (par exemple – 1,5 V). Nous mesurerons le temps mis par la tension de sortie pour passer de – 1,00 V à – 0,80 V.
Si nous trouvons de nouveau une valeur proche de 13 s, c'est parfait : le condensateur n'a pratiquement aucune fuite. Mais, si le temps est de 5 s seulement, c'est mauvais signe.
En effet, un condensateur qui se décharge sous l'influence d'une fuite interne a toujours une tension à ses bornes qui diminue en valeur absolue. Donc, quand le point (B) est négatif par rapport à la masse, l'effet de I_b, allant dans le sens opposé à la flèche sur la figure 15, ajoute son effet à la décharge propre du condensateur.
Celui-ci, quand e est positif (valeur moyenne + 0,9 V), est chargé par I_b et déchargé par son courant de fuite I_o, donc la valeur de 7,2 pA correspond à $I_b - I_o$; quand e est négatif et vaut – 0,9 V en moyenne, C est déchargé par son courant de fuite et par I_b.
Le courant correspondant à un de/dt de 0,2 V en 5 s (on trouve facilement qu'il vaut 18,8 pA) correspond, alors à la somme $I_b - I_o$.
On peut, évidemment, faire les deux mesures, les deux calculs, et obtenir I_b par la demi-somme de 7,2 et 18,8 pA, soit 13 pA.
Le plus simple est d'utiliser la seconde mesure (avec e négatif) pour voir si elle recoupe bien la première, et, si ce n'est pas le cas, de chercher un autre condensateur qui n'ait pas de fuite.

Les astuces de mesure

Ce que nous venons de faire là est courant en physique, où l'on dit « faire des mesures justes avec des instruments faux ». L'idée, comme dans la « double pesée », est de forcer l'instrument qui ment à nous montrer de quelle façon il ment, pour corriger ce qu'il nous dit.
Les essais que nous avons faits pour connaître le courant I_b commencent à faire partie des mesures dites « électrométriques », autrement dit, des mesures « à courant zéro », où l'on doit se battre sans cesse contre toutes les causes perturbatrices, contre les fuites, les influences électrostatiques.
Le problème clef est celui des isolants. Un bon isolant pour l'électrométrie doit être vérifié, et nous reviendrons sur le sujet. En particulier, on doit voir comment il se comporte en présence d'humidité.
Par exemple, on prend un échantillon de l'isolant en

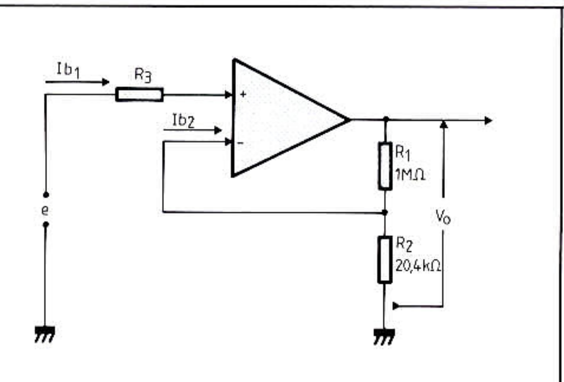


Fig. 18. – En donnant au résisteur R_3 une résistance égale à la résistance équivalente de la source qui commande l'entrée « – », on réduisait l'effet des courants d'entrée, dans la mesure où les deux courants étaient voisins.

question, et on souffle son haleine sur lui. Généralement, en raison de l'humidité contenue dans l'air expiré, la résistance d'isolement s'effondre. On regarde alors comment elle varie par la suite.

Si on la voit rester basse puis remonter d'un coup à une valeur très élevée, c'est bon signe : la baisse d'isolement était due à la présence d'un film d'eau condensée en surface, et, dès que ce film s'est trouvé rompu par évaporation, on a retrouvé la résistance élevée.

A l'opposé, si la résistance remonte lentement, cela indique que l'humidité a pénétré dans l'épaisseur de l'isolant, et

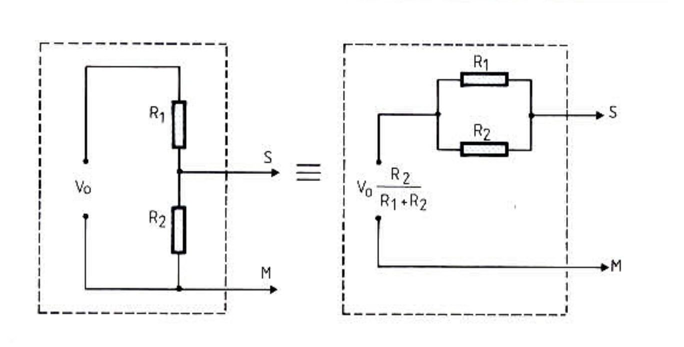


Fig. 19. – Une source alimentant un diviseur de tension se comporte, entre les points (S) et (M), exactement comme une autre source, de force électromotrice $V_o R_2 (R_1 + R_2)$, dont la résistance interne est égale à la mise en parallèle de R_1 et de R_2. C'est ce que l'on appelle la « transformation de Thévenin », d'une extrême utilité pour simplifier de nombreux calculs.

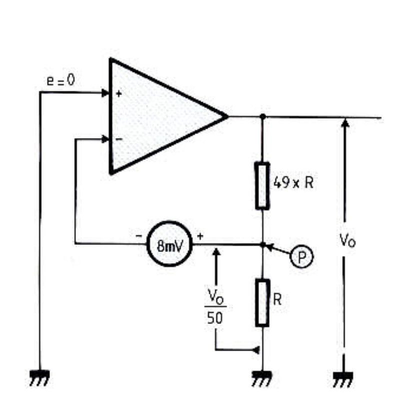


Fig. 20. – Le courant consommé par l'entrée « – » introduit une tension parasite, comme si l'on avait interposé une source de 8 mV entre le point (P) et l'entrée « – », d'où l'intérêt d'avoir des courants d'entrée aussi petits que possible.

qu'elle en repart progressivement. C'est mauvais signe, et il faut changer de type d'isolant.

Dans ces domaines de l'électrométrie, les bons isolants sont peu nombreux, citons essentiellement le « Téflon », le « mylar », le « Plexiglas » et le « styroflex » (il se peut que plusieurs de ces noms soient des marques déposées).

Les deux courants d'entrée

Jusqu'ici, nous n'avons parlé que DU courant d'entrée, ce paramètre nommé I_b, que l'on souhaite aussi petit que possible, or il y a DEUX entrées dans un amplificateur opérationnel.

En consultant les notices de ces composants, on trouve généralement la valeur du « courant d'offset », qui est la **différence** de ces courants. Pourquoi est-ce intéressant de connaître cette différence ?

Parce que, **autrefois** (ici l'auteur avance un peu son opinion personnelle, qui ne sera peut-être pas admise par tous), cette valeur comptait. En effet, avec des courants I_b de l'ordre de 200 nA ou plus, on devait s'ingénier à en minimiser l'effet nocif.

De là le principe qui voulait que les impédances des circuits commandant les deux entrées soient les mêmes. Ainsi, l'effet perturbateur des courants d'entrée se traduisait par une variation de tension égale sur les deux entrées.

Prenons un exemple numérique. Soit un bon vieux fossile, un µA 741, ayant, par exemple, 400 nA de I_b (le maximum est 500). Montons-le en amplificateur de gain 50, comme l'indique la figure 18.

L'entrée « – » est commandée par le diviseur de tension R_1-R_2. Or, on sait (ou on devrait savoir, car c'est très utile) que la transformation de Thévenin (fig. 19) permet de remplacer une source de tension V_o suivie d'un diviseur de tension, fournissant sa sortie sur les bornes (M) et (S), par une source de force électromotrice (FEM) :

$$V_o R_2 / (R_1 + R_2)$$

dont la résistance interne correspond à la mise en parallèle de R_1 et de R_2.

Donc, notre diviseur de la figure 18 correspond à une source de FEM $V_o/50$ et de résistance interne correspondant à 1 MΩ en parallèle sur 20,4 kΩ, soit exactement 20 kΩ.

Or, dans 20 kΩ, un courant de 400 nA produit une chute de tension de 8 mV. Si l'amplificateur est parfait par ailleurs, s'il n'a pas de « tension d'offset d'entrée » (nous reviendrons un peu plus loin sur ce point), quand on applique une tension d'entrée e nulle (on suppose R_3 nulle), le courant de 400 nA de l'entrée « – » introduira sur cette entrée une chute de tension de 8 mV.

Autrement dit, tout se passe comme si, avec un amplificateur parfait, sans courant d'entrée, nous avions réalisé le montage de la figure 20, comportant une source de tension « parasite » de 8 mV entre le point (P), sortie du diviseur de tension de rapport 50, et l'entrée « – ».

Celle-ci étant au potentiel de l'entrée « + », soit zéro, le point (P) doit donc être à + 8 mV, ce qui implique que V_0, qui vaut 50 fois le potentiel de (P), vaille 400 mV, soit 0,4 V, alors qu'il devrait être nul. Très ennuyeux, n'est-ce pas ?

L'équilibre des résistances

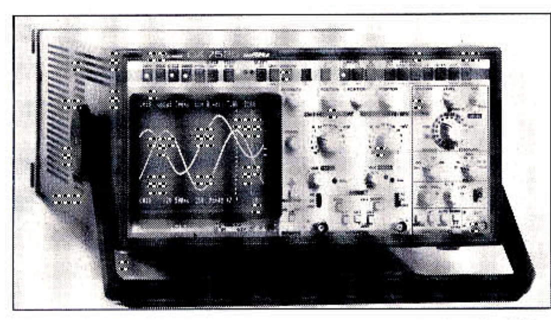
Alors, on recommandait (cet imparfait est toujours une façon pour l'auteur d'exprimer son point de vue) de faire en sorte que le circuit de commande de l'entrée « + » ait la même résistance interne que celui qui commande l'entrée « – ».
En effet, si les deux courants d'entrée sont très voisins, les effets perturbateurs de ces courants feront intervenir DEUX sources « parasites » de 8 mV, une sur chaque entrée, et leurs influences se détruiront.
On peut obtenir (à peu près) cette valeur de résistance interne pour l'entrée « + » en plaçant, en série dans cette entrée, un résisteur R_3 de 20 kΩ.
Pourquoi « à peu près » ? Parce que la source qui fournit la tension e peut « avoir la résistance interne » et qu'on ne sait pas, *a priori*, à quel point elle en est « atteinte ». Si elle « souffre » de 25 kΩ de résistance interne, la présence de R_3 va donc porter à 45 kΩ la résistance interne totale, et le remède sera pire que le mal.
Reconnaissons, toutefois, qu'il y a des cas où l'on connaît exactement les résistances internes des sources qui commandent les entrées « + » et « – » d'un amplificateur opérationnel. Il est alors possible de corriger ces résistances pour les rendre égales.
Mais, plutôt que de compenser une perturbation par une autre, il nous semble bien plus logique de réduire la perturbation.
Autrement dit, un amplificateur opérationnel ayant, par exemple, des courants d'entrée de 80 pA sur l'entrée « + » et 200 pA sur l'entrée « – » (soit une énorme différence relative de courants), nous semble bien supérieur à un autre qui aurait des courants d'entrée de 41 nA sur une entrée et 41,3 nA sur l'autre, c'est-à-dire un appariement quasi parfait des courants d'entrée.
Actuellement, comme on peut avoir pratiquement la valeur que l'on souhaite comme limite des courants d'entrée, la technique de correction des effets de ces courants par appairage des résistances internes des circuits de commande nous semble totalement archaïque.
C'est pourquoi l'auteur est toujours si étonné de voir, dans des descriptions actuelles, revenir, comme une pièce fausse ou un fantôme, ce vénérable ancêtre de 741 µA, alors que l'on dispose pour le même prix des types TL 071, TL 072 et TL 074 (respectivement simple, double et quadruple amplificateur opérationnel) avec des courants d'entrée mille fois plus petits, et d'autres performances très supérieures. Il doit s'agir d'un effet pernicieux de la « tradition ».

(A suivre)
J.-P. ŒHMICHEN

BLOC-NOTES

L'OSCILLOSCOPE NUMERIQUE METRIX DIGISCOPE OX 7525

Le Digiscope Metrix OX 7525, conçu sur les bases d'un oscilloscope 2 × 20 MHz, est caractérisé par de nombreuses fonctions de déclenchement (alterné, crête à crête, TV interne, externe, etc.), il répond aux exigences les plus sévères.
Il est équipé de quatre mémoires buffers distinctes, d'une capacité de 8 Ko, soit en tout 32 Ko.
Les possibilités de stockage sont variées et de grand volume. A tout instant on pourra utiliser deux mémoires pour l'acquisition et deux mémoires pour la référence. A la limite, l'utilisateur n'utilise qu'une seule mémoire d'acquisition pour avoir trois mémoires de référence, qu'il pourra visualiser deux par deux ou une à une.
La fréquence d'échantillonnage est de 20 MS/s, comportant également une fonction



« Glitch Capture » pour la détection de parasites dont la durée atteint 50 ns. A l'autre extrémité de la gamme, l'instrument comporte une gamme de 200 s/div., c'est-à-dire de 2 000 s pour le parcours horizontal de l'écran (plus d'une demi-heure !). On présume immédiatement les nombreuses applications dans les domaines mécaniques ou thermiques.
Les modes d'acquisition sont celles d'un DSO digne de ce nom : Roll, Refresh, Monocoup, étendu par le mode enveloppe, utile à la détection de signaux courts. Le prédéclenchement a des très larges possibilités.
Les possibilités d'analyse sont d'autant plus grandes que le Digiscope est équipé d'un « read-out » très étendu et d'un système de deux curseurs commutables en position verticale ou horizontale.
Les caractéristiques numériques du Digiscope ont été élargies, en plus, à l'addition et la multiplication des signaux mémorisés.

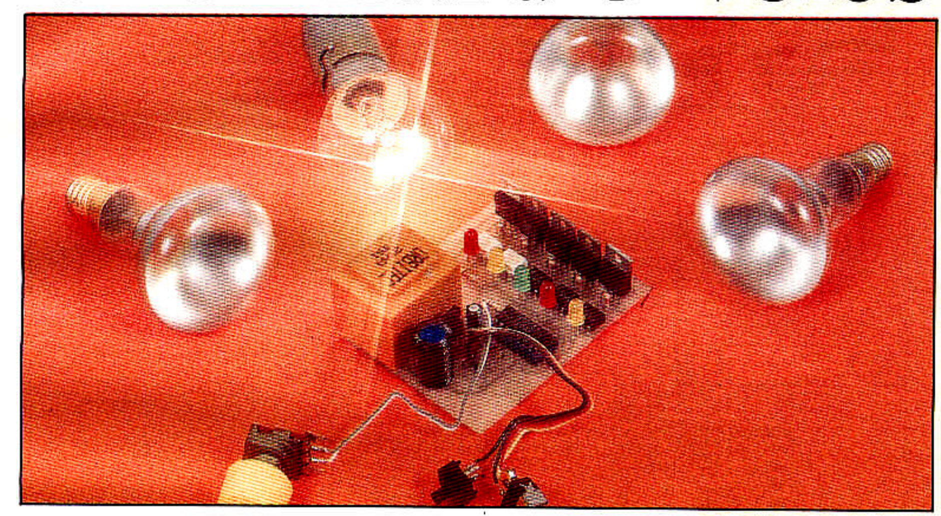
Le Digiscope Metrix OX 7525 est pourvu d'une double possibilité de sortie avec :

- recopie d'écran :
  – soit sur table traçante par une sortie linéaire 7 broches avec commande plume adaptée à une table traçante Metrix TX 7030 par exemple ;
  – soit sur plotter par un interface RS 232 ou un interface IEEE 488 à protocole HPGL. Le plotter Metrix TX 7130 peut être directement connecté à cet interface.
  Il fait partie de l'équipement standard du Digiscope OX 7525 ;
- transfert des données sur ordinateur (PC) et programmation des fonctions mémoire par interface RS 232 ou IEEE 488.

Chenillard 5 voies

A quoi ça sert ?

Le chenillard est, au même titre que le modulateur psychédélique, l'un des systèmes d'animation lumineuse les plus connus et rencontrés dans les colonnes des revues d'électronique. Celui que nous présentons ici reste dans l'esprit flash tel que le conçoit son auteur, simple, efficace, rapide à mettre en œuvre ; il propose 5 voies de sortie et trois modes d'animation. Nous sommes loin des propositions à 5 NE 555...



Le schéma

Nous avons utilisé ici un circuit intégré qui a fait son apparition dans un récent flash, le super-badge. Maintenant, tous les revendeurs ont eu le temps de s'approvisionner, ce qui fait que vous devriez avoir moins de problèmes de ce côté. Revenons à notre circuit. Le circuit est programmé pour un fonctionnement continu (et non en monostable) avec trois modes : défilement dans un sens, dans les deux sens, ou allumage dit aléatoire : une séquence désordonnée. On passe d'un mode à un autre en basculant un inverseur à trois positions. Au centre, pas de contact, les broches de programmation restent en l'air ; nous sommes ici en mode aléatoire. Première position, on envoie une tension positive sur la borne 2 du circuit intégré : défilement unidirectionnel. Si maintenant on applique une tension positive sur les broches 2 et 4, la séquence devient bidirectionnelle. Il reste à régler la vitesse de défilement par le potentiomètre P_1 extérieur au circuit. Il faut ici de préférence un potentiomètre de forte valeur, 2,2 MΩ, composant plus facile à trouver à l'époque

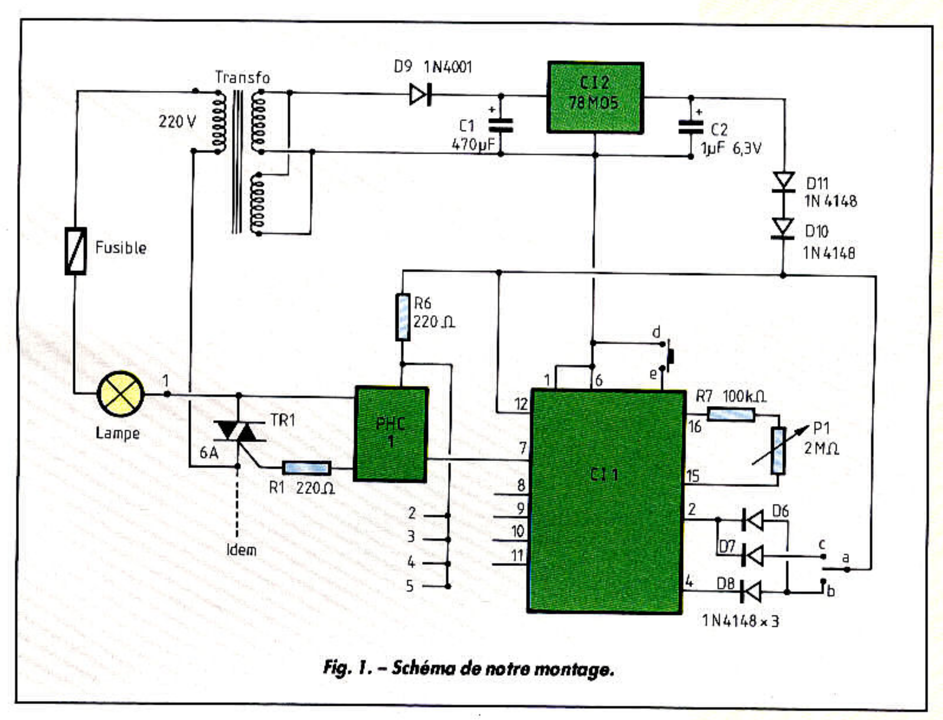


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

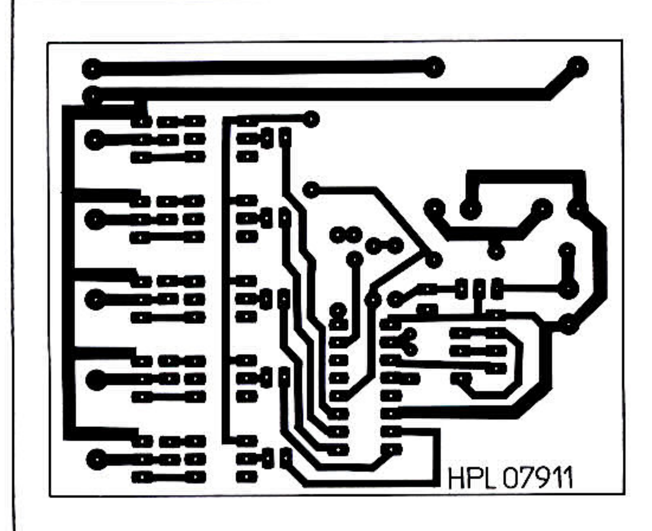


Fig. 2. Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

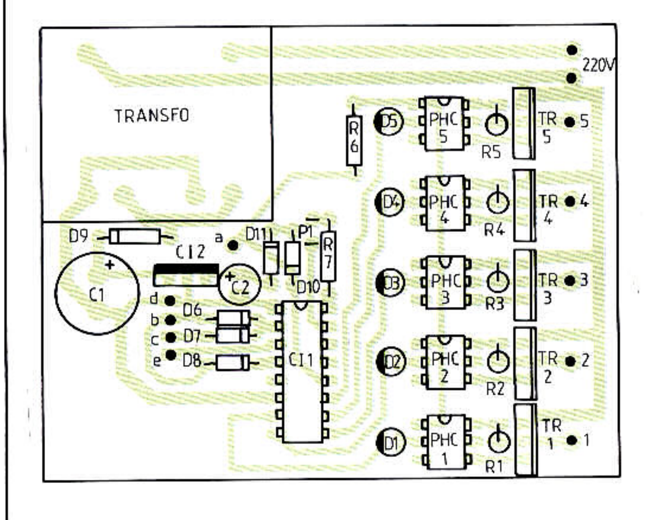
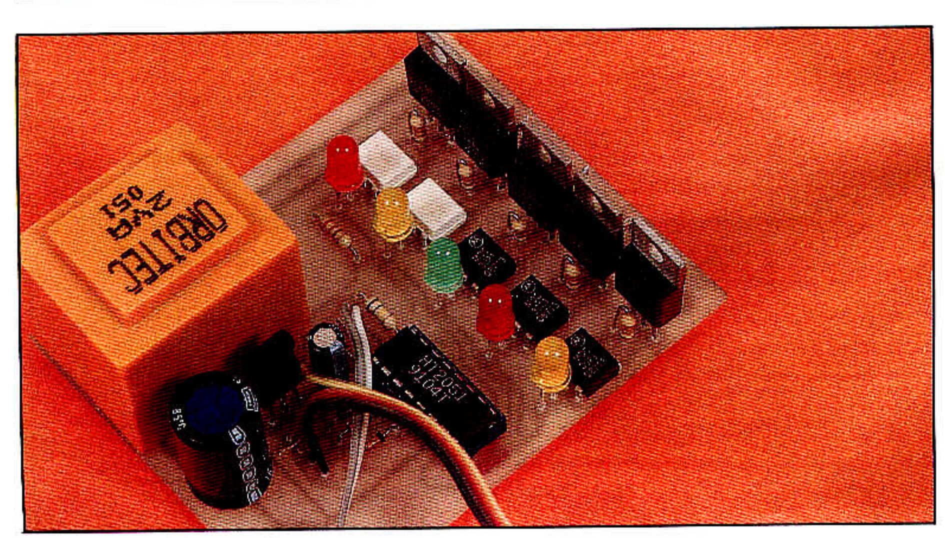


Fig. 3. Implantation des composants.



des lampes qu'aujourd'hui. Les sorties normalement destinées à des diodes électroluminescentes sont couplées à une association diode/photocoupleur. Les diodes vous rassurent sur le bon fonctionnement de l'appareil. Les photocoupleurs sont des optotriacs : isolement parfait entre le secteur et l'électronique. Attention ! On prendra des 3021, ou mieux des 3041, plus sensibles que les 20 et 40. Le 41 ne donne pas de parasites.

Réalisation

Alimentation et régulateur sont sur le circuit imprimé. N'oubliez pas de mettre les diodes D_{11} et D_{10} dans le bon sens. Cl_2 aura sa face métallique vers le transfo. Attention aussi à l'orientation des diodes D_1 à D_5. L'inverseur, le poussoir et P_1 pourront être reliés au circuit par câble plat. On pourra installer un fusible en série avec chaque ampoule.

Nomenclature des composants

Résistances 1/4 W 5 %

R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6 : 220 Ω
R_7 : 100 kΩ

Condensateurs

C_1 : 470 µF chimique radial 16 V
C_2 : 1 µF chimique radial 6,3 V

Semi-conducteurs

D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 : diodes électroluminescentes
D_6, D_7, D_8, D_{10}, D_{11} : diodes silicium 1N 4148
D_9 : 1N 4001
Cl_1 : HT 2051/BLK 5 Loupi
Cl_2 : 78M05 ST
PHC 1 à 5 : optotriacs MOC 3021 ou mieux 3041
Triacs : triacs 6 A isolés

Divers

Transformateur : 220 V/ 2 × 9 V Orbitec 2 VA
P_1 : potentiomètre 1 ou mieux 2 MΩ
Inverseur à levier 3 positions stables ON-OFF-ON
Bouton poussoir

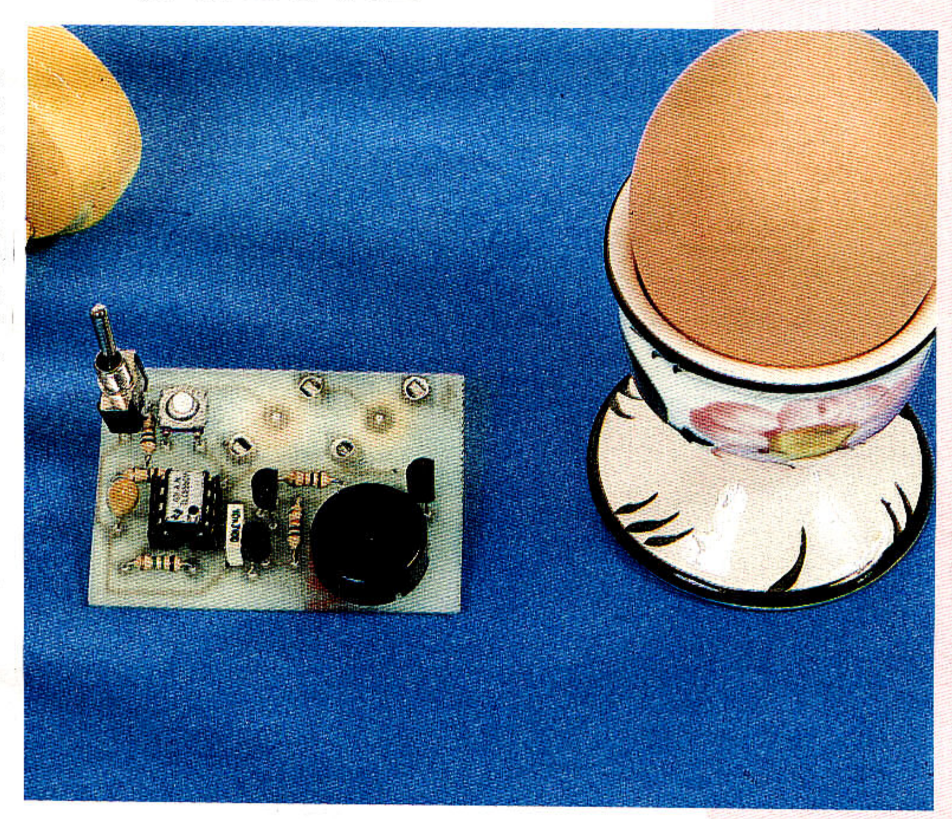
Temporisateur musical

A quoi ça sert ?

Ce petit temporisateur sert à vous prévenir qu'un certain laps de temps s'est écoulé. Il se manipule très rapidement, est autonome et, au bout du temps préréglé, vous fera entendre sa douce (et lancinante) mélodie...

Le schéma

Notre montage fonctionne sur 3 V seulement et demande donc des composants adaptés à cette tension. Le temporisateur sera un 555 en version LINCMOS, proposé également par SGS/Thomson. Un peu plus cher que le 555, il fonctionne jusqu'à 2 V. Il est monté ici en monostable avec départ de la constante de temps à la mise sous tension. On manœuvre l'interrupteur et, au bout de la temporisation, la mélodie retentit. Cette mélodie est confiée à un UM 66T19L qui diffuse sa célébrissime *Lettre à Elise* tant qu'il est alimenté. Ici, c'est le 555 qui l'excite. Comme avec 3 V et un transducteur piézo il est trop discret, nous avons ajouté un étage de puissance qui constitue avec la sortie de l'UM un pont. Astucieux, n'est-ce pas ? Donc, au bout de la constante de temps, la musique arrive. Pour accélérer les premiers tests, un poussoir commute une résistance de faible valeur. Avec un condensateur de 100 μF et de 2,2 MΩ, la constante de temps est d'environ quatre minutes et demie. Vous pouvez aussi augmenter C_2 pour allonger la durée. La précision des condensateurs chimiques n'étant pas très élevée, il conviendra d'étalonner le potentiomètre ; il pourra être remplacé par une résistance fixe si vous en faites un minuteur pour vous laver les dents ou faire cuire un œuf...



Réalisation

Le plus dur, c'est le porte-pile... Si vous utilisez les ressorts du commerce, de même origine que le circuit imprimé, il faut en effet percer la face époxy du circuit imprimé, pour réduire son épaisseur (pointe de foret de 4 mm) et élargir le trou de la pastille (mini-fraise ou lime fine). Alternative : réaliser un arceau de corde à piano de 5/10 et un contact central installé cette fois côté composants. C'est plus pratique. Attention à l'orientation du chimique et du 555. Le test est simple, vous appuyez sur le poussoir, vous mettez l'interrupteur en position marche. Quelques secondes plus tard, la mélodie retentit. La consommation est d'environ 0,3 mA lors du comptage et de 1 mA avec la « sono »...

Temporisateur musical

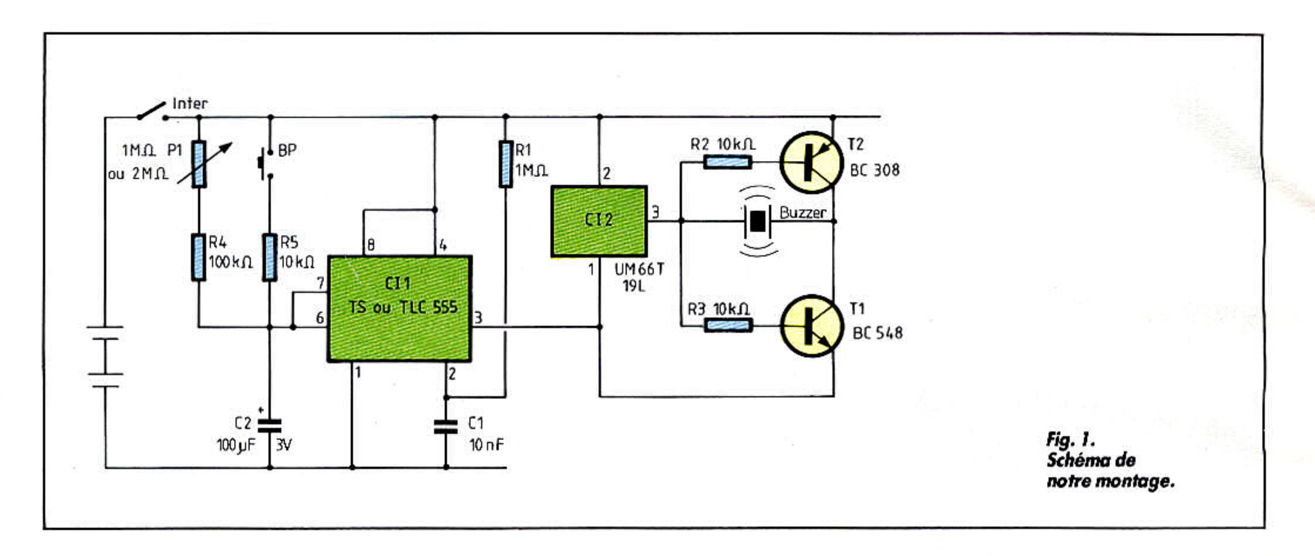


Fig. 1. Schéma de notre montage.

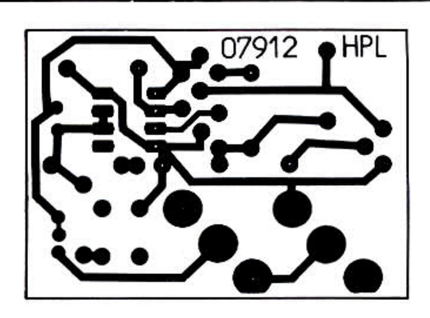


Fig. 2. – Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

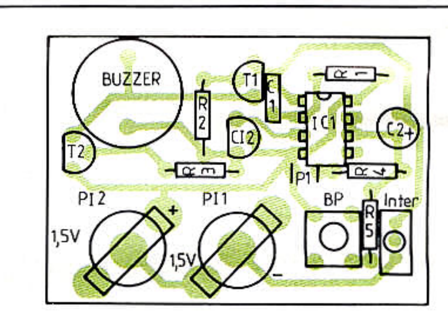
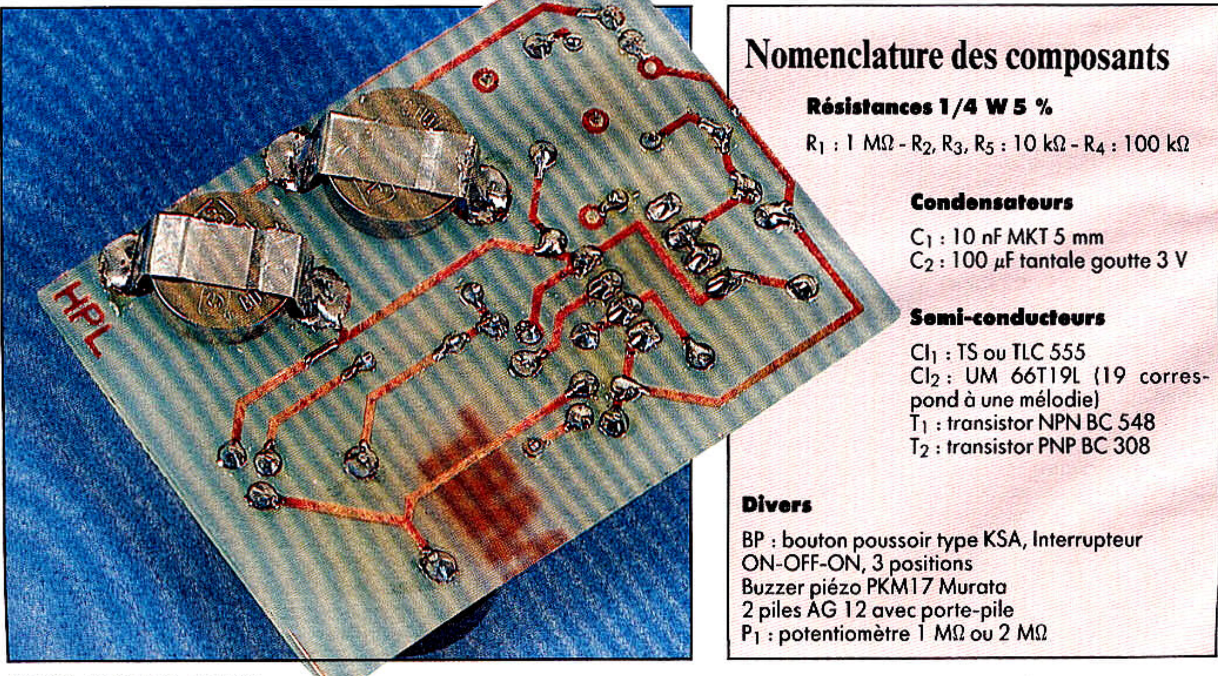


Fig. 3. – Implantation des composants.



Nomenclature des composants

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 1 MΩ - R_2, R_3, R_5 : 10 kΩ - R_4 : 100 kΩ

Condensateurs

C_1 : 10 nF MKT 5 mm
C_2 : 100 µF tantale goutte 3 V

Semi-conducteurs

CI_1 : TS ou TLC 555
CI_2 : UM 66T19L (19 correspond à une mélodie)
T_1 : transistor NPN BC 548
T_2 : transistor PNP BC 308

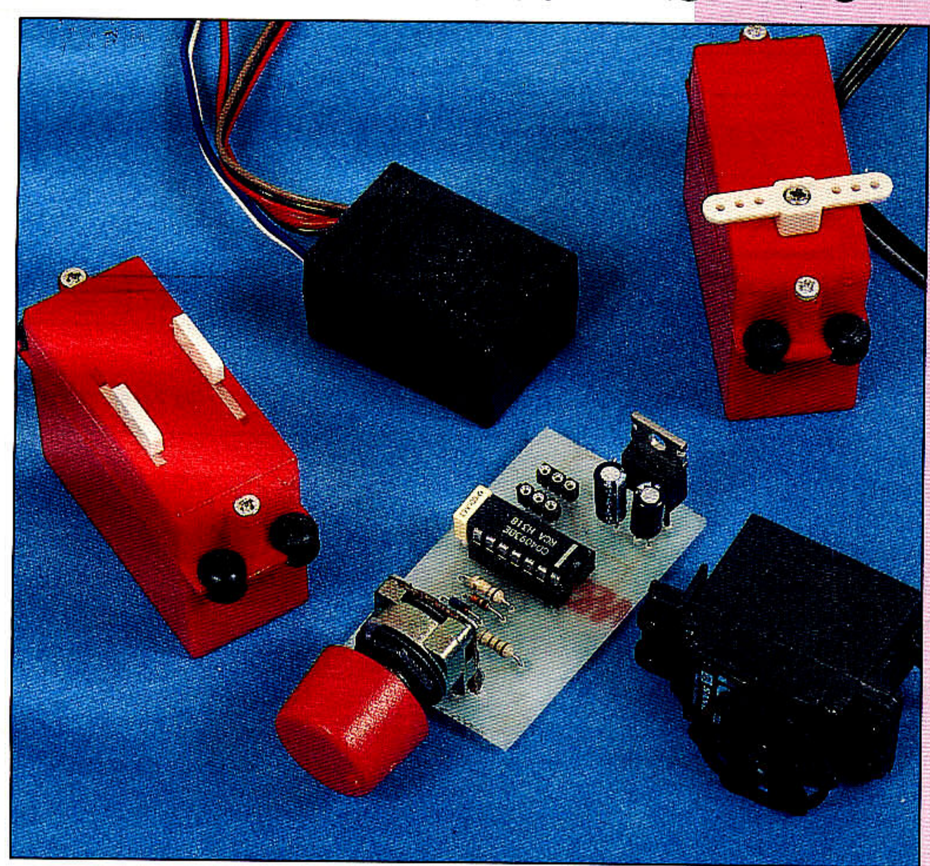
Divers

BP : bouton poussoir type KSA, Interrupteur ON-OFF-ON, 3 positions
Buzzer piézo PKM17 Murata
2 piles AG 12 avec porte-pile
P_1 : potentiomètre 1 MΩ ou 2 MΩ

Testeur de servomécanisme

A quoi ça sert ?

Ce petit accessoire est destiné aux amateurs de télécommande comme à ceux qui désirent utiliser un servomécanisme pour une commande quelconque. Il permettra de régler les commandes d'un modèle réduit, de vérifier la régularité du déplacement du servo, etc.



Le schéma

Notre testeur de servo est un générateur d'impulsions spécifiques. Il délivre des impulsions dont la largeur varie de 0,8 à 2,2 ms environ, répétées toutes les 20 ms environ. Comme notre générateur est très simple, il existe une légère interaction entre la fréquence de répétition et la largeur de l'impulsion. Une petite erreur qui n'est pas gênante. Nous avons utilisé ici un circuit intégré connu qui est un quadruple trigger de Schmitt en structure CMOS. L'un des triggers est monté en oscillateur avec un signal de sortie asymétrique. Les autres éléments sont simplement montés en inverseur. Nous les avons multipliés pour une raison très simple : initialement, les triggers étaient montés en parallèle deux à deux. Si beaucoup de circuits CMOS acceptent cette possibilité, ce n'est surtout pas le cas des 4093. A noter d'urgence sur vos carnets ! Pour obtenir un signal de petite largeur, nous avons utilisé une technique de division, à l'aide de deux diodes, de la résistance déterminant la constante de temps. L'une des résistances est donc utilisée pour régler la durée de l'impulsion, l'autre pour l'espacement de ces impulsions. L'exploitation des deux résistances situées de part et d'autre du curseur limite la variation de la périodicité. Nous avons utilisé ici un régulateur de tension délivrant 5 V et permettant une alimentation à partir d'une batterie de 12 V, celle de votre voiture par exemple. Les sorties sont doublées pour disposer d'une impulsion positive et d'une négative.

Réalisation

Pas de problème, les sorties des triggers ne sont plus en parallèle, le montage doit fonctionner dès la mise sous tension. Bien sûr, vous aurez orienté les composants en faisant bien attention pour les diodes, les condensateurs chimiques, les circuits intégrés et aussi l'alimentation. Sans circuit de régulation et avec une alimentation de 4,5 V, ce montage peut servir de générateur d'impulsion pour un asservissement de position avec transmission par deux fils...

Testeur de servomécanisme

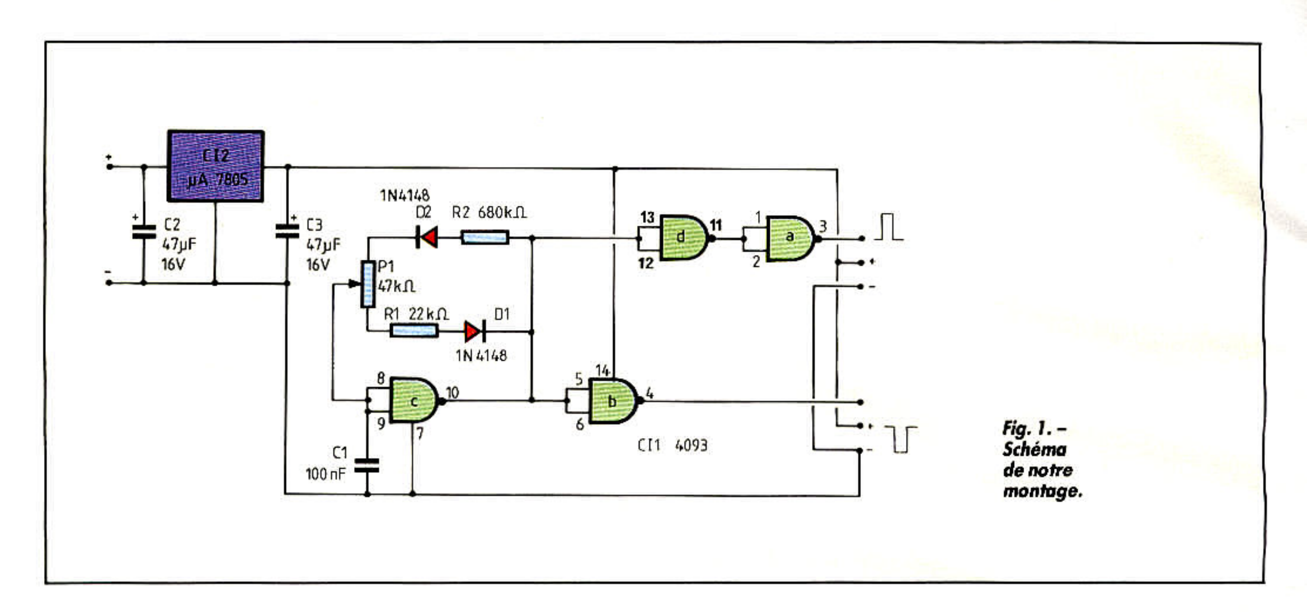


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

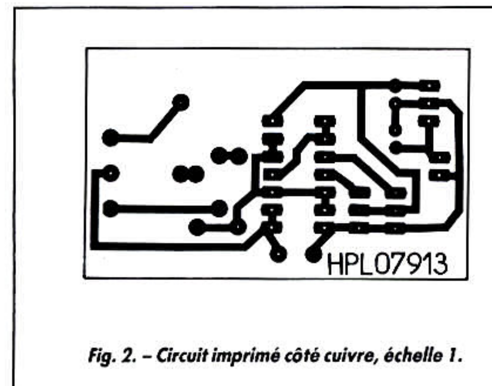


Fig. 2. – Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

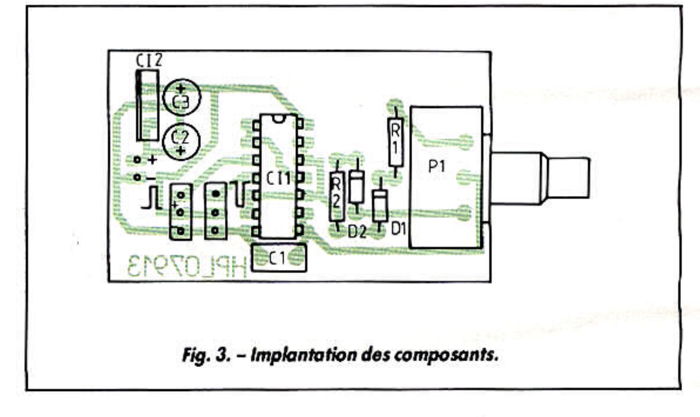
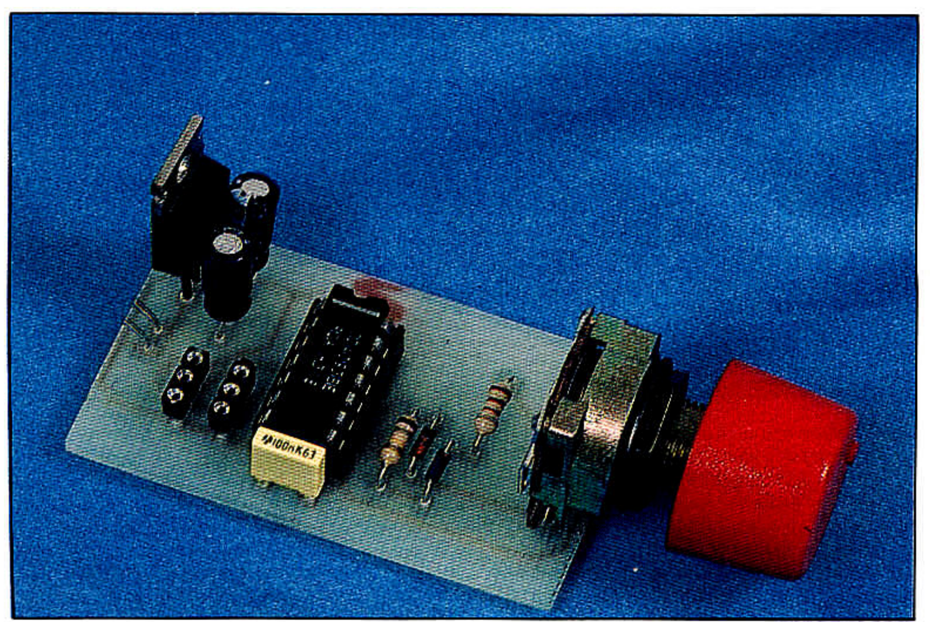


Fig. 3. – Implantation des composants.



Nomenclature des composants

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 22 kΩ
R_2 : 680 kΩ

Condensateurs

C_1 : 100 nF MKT 5 mm
C_2, C_3 : 4,7 µF chimique radial 16 V

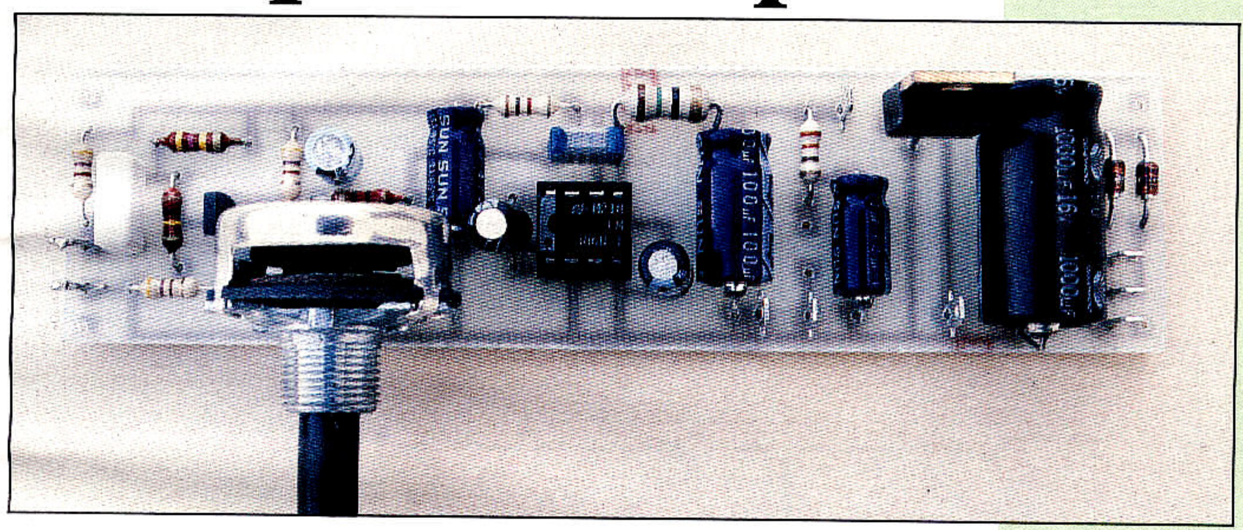
Semi-conducteurs

D_1, D_2 : diodes silicium 1N 4148
CI_1 : circuit intégré 4093
CI_2 : µA 7805

Divers

P_1 : potentiomètre rotatif 47 kΩ

Interphone duplex



A quoi ça sert ?

Lorsque l'on prononce le terme d'interphone, tout le monde pense immédiatement interphone sans fil ou encore FM, vu le succès rencontré ces dernières années par ces produits.
Il faut reconnaître qu'ils présentent plusieurs avantages dont le principal est d'utiliser les fils du réseau EDF pour véhiculer la parole et, donc, de ne nécessiter aucune installation particulière. Il suffit de les brancher dans n'importe quelle prise de courant pour établir une liaison. Quelques difficultés existent bien dans les habitations alimentées en triphasé, mais deux condensateurs bien placés les résolvent assez facilement.
Toute médaille ayant un revers, ces interphones sont, à notre sens, affublés de deux défauts. Le premier est que la qualité sonore de la liaison établie est souvent très médiocre. La communication est affectée de ronflements divers et parfois de parasites.

Le deuxième est que la communication n'est possible qu'en simplex, c'est-à-dire dans un sens ou dans l'autre, et qu'il faut manipuler un bouton sur chaque poste pour passer de parole à écoute et réciproquement.

Lorsque des contraintes de câblage ne se posent pas, un interphone à fil tel celui que nous vous proposons maintenant permet de couper court à toutes ces critiques : il est totalement duplex, et la qualité de la liaison est excellente au point que l'on peut l'utiliser la nuit pour surveiller une chambre d'enfant sans être incommodé par le ronflement ou les parasites si fréquents sur un homologue FM.

Le schéma

Le schéma d'un tel montage n'a rien d'original. Cela aura au moins pour mérite de nous éviter l'habituel courrier consacré aux circuits « introuvables ».
Un micro à électret est relié à un préamplificateur à grand gain à transistor suivi par un potentiomètre de volume. L'amplification finale, quant à elle, est confiée à un LM 386 qui présente tout à la fois l'intérêt de s'alimenter sous une tension faible, de consommer peu et de fournir une puissance de sortie largement suffisante pour une telle application.
Cette puissance est d'ailleurs en partie « gaspillée » dans la résistance R_1 destinée à protéger le montage en cas de court-circuit sur un des fils de liaison avec l'autre poste.
L'alimentation est des plus classiques elle aussi et reste sous tension en permanence. La mise en marche de l'interphone est obtenue par appui sur le poussoir P (ou par basculement de l'interrupteur, dans le cas de surveillance continue d'un local par exemple), ce qui relie la sortie du régulateur au reste du montage.

Le montage

Le circuit imprimé supporte tous les composants à l'exception du transformateur, que vous pouvez ainsi choisir à votre guise. Bien que ce circuit soit de petite taille, le boîtier recevant le montage ne devra pas être trop miniaturisé pour pouvoir éloigner suffisamment micro et haut-parleur et éviter ainsi tout effet Larsen *via* l'autre poste. N'oubliez pas en effet que nous sommes en duplex et que la

Interphone duplex

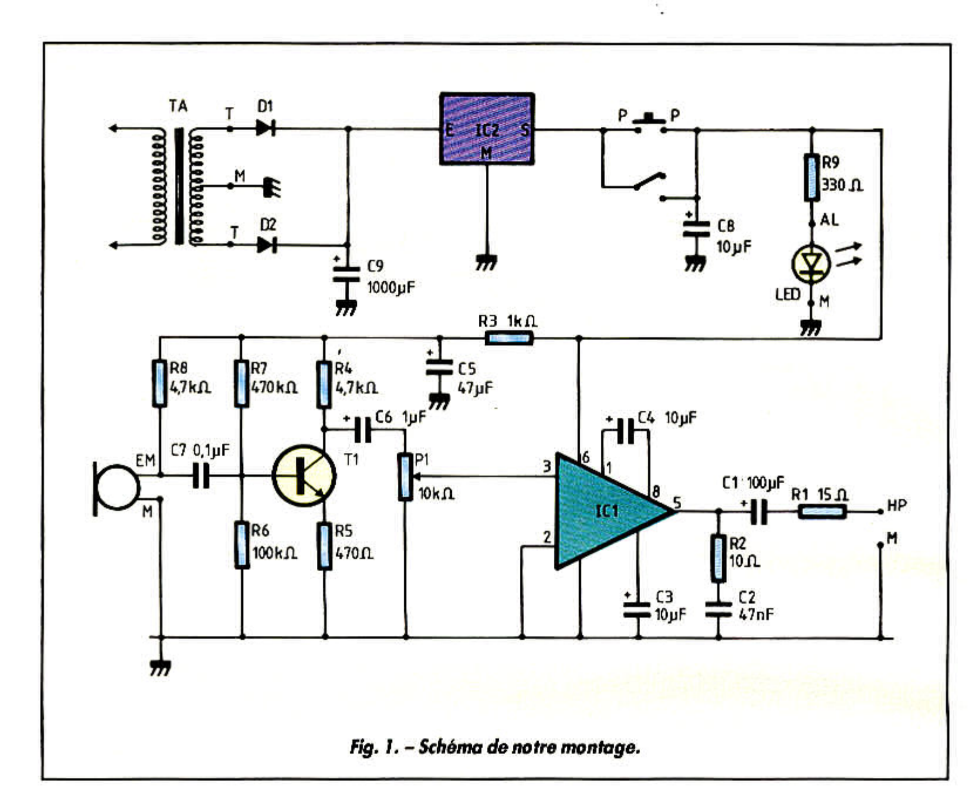


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

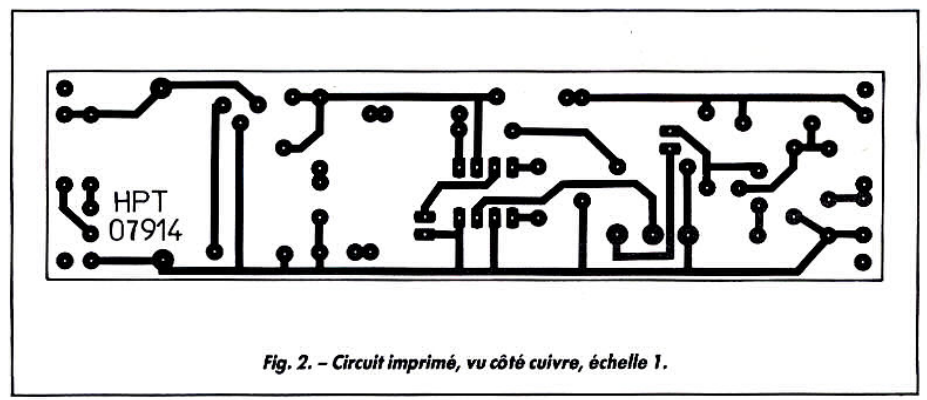


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

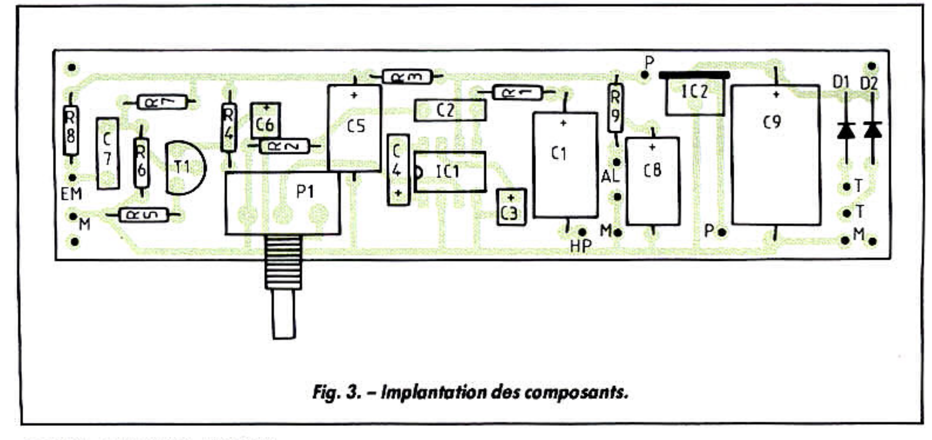


Fig. 3. – Implantation des composants.

liaison fonctionne donc dans les deux sens à la fois.

Comme vous l'avez compris, pour établir une liaison duplex, il faut réaliser deux montages identiques, le haut-parleur de sortie de l'un étant placé dans le boîtier de l'autre et vice versa.

Le fonctionnement d'un tel montage est évidemment immédiat, et aucun réglage ou adaptation n'est à prévoir.

Nomenclature des composants

Semi-conducteurs

IC_1 : LM 386 (suffixe quelconque)
IC_2 : 7805 (régulateur + 5 V 1 A)
T_1 : BC 548, BC 549
D_1, D_2 : 1N4002 à 1N4007
LED : LED de n'importe quel type

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 15 Ω
R_2 : 10 Ω
R_3 : 1 kΩ
R_4, R_8 : 4,7 kΩ
R_5 : 470 Ω
R_6 : 100 kΩ
R_7 : 470 kΩ
R_9 : 330 Ω

Condensateurs

C_1 : 100 µF 15 V chimique axial
C_2 : 47 nF mylar
C_3, C_4 : 10 µF 15 V chimique radial
C_5 : 47 µF 15 V chimique axial
C_6 : 1 µF 15 V chimique radial
C_7 : 0,1 µF mylar
C_8 : 10 µF 15 V chimique axial
C_9 : 1 000 µF 25 V chimique axial

Divers

Micro à électret
HP : haut-parleur de 8 Ω ou plus
P_1 : potentiomètre de 10 kΩ logarithmique
TA : transformateur 220 V 2 fois 9 V 5 VA environ
P : poussoir, contact en appuyant

Mini-générateur d'impulsions

A quoi ça sert ?

Même si le générateur d'impulsions est un appareil de mesure très utile, les amateurs que nous sommes n'ont que très rarement besoin des performances et des innombrables possibilités rencontrées sur les appareils de laboratoire.

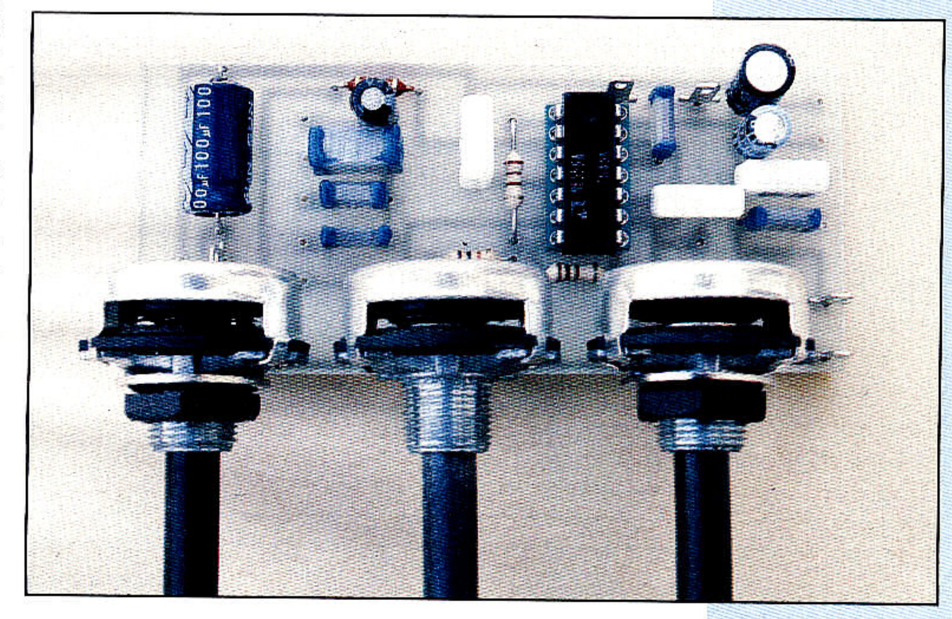
Le but du montage que nous vous proposons maintenant est de vous permettre de réaliser un générateur d'impulsions utile, mais néanmoins très peu coûteux et peu encombrant.

Malgré l'extrême simplicité de son schéma, que vous avez peut-être déjà découverte, ses possibilités sont suffisantes pour couvrir l'essentiel des besoins d'un amateur, comme nous allons le voir maintenant.

Notre montage consomme très peu et prélève donc son alimentation sur l'appareil à tester. Celle-ci peut évoluer de 5 à 16 V environ. L'amplitude de sortie des impulsions est réglagle de 0 à la presque totalité de la tension d'alimentation. Le montage est donc ainsi automatiquement compatible avec les circuits logiques qui utilisent la même alimentation que lui lorsque le niveau de sortie est réglé au maximum.

Il dispose d'un mode coup par coup déclenché par un poussoir et d'un mode répétitif qui sera souvent le plus utilisé. La fréquence de répétition varie de 0,5 Hz à 8 kHz environ.

Les impulsions sont évidemment réglables en largeur de 50 µs environ à près de 600 ms.



Le schéma

Un seul circuit intégré très connu équipe notre montage. C'est un 556, c'est-à-dire un double 555 dans un seul boîtier 14 pattes. Si vous voulez minimiser la consommation du générateur, vous choisirez une version CMOS, mais le montage fonctionne tout aussi bien avec la version bipolaire classique.

La section *a* de ce 556 est montée en multivibrateur astable dont la fréquence de fonctionnement est sélectionnée par S_1 et P_1. C'est bien évidemment le réglage de la vitesse de répétition des impulsions.

Si l'interrupteur S_2 est en position répétition, la sortie de cette section commande la partie *b* du 556, montée, elle, en monostable dont la durée est réglable par S_3 et P_2.

La sortie de cet étage attaque le potentiomètre P_3 de réglage de niveau de sortie *via* la résistance R_5 assurant un minimum de protection en cas de court-circuit accidentel de la sortie.

Lorsque S_2 est basculé en position monocoup, l'interrupteur instable S_4 permet de générer une impulsion lors de chaque manipulation.

L'alimentation est protégée par une diode qui assure la sécurité du montage en cas de connexion inversée, toujours possible lors de mesures nombreuses et répétitives.

Le montage

Le circuit imprimé supporte tous les composants, potentiomètres compris, à l'exception des divers commutateurs. Son câblage ne présente aucune difficulté particulière. Les commutateurs seront placés assez près du CI auquel ils seront reliés par de courts fils isolés.

Mini-générateur d'impulsions

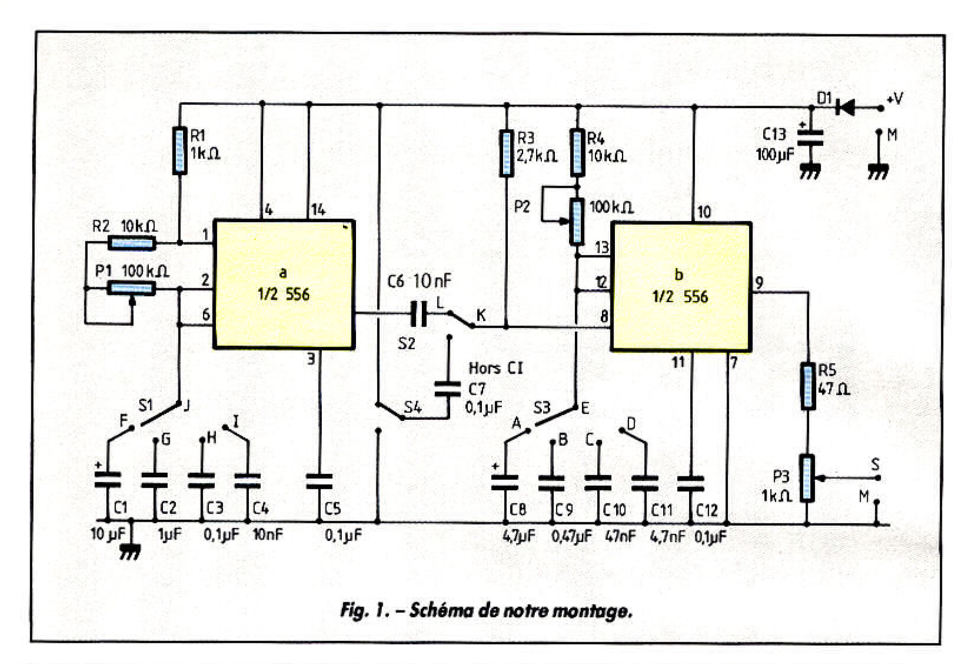


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

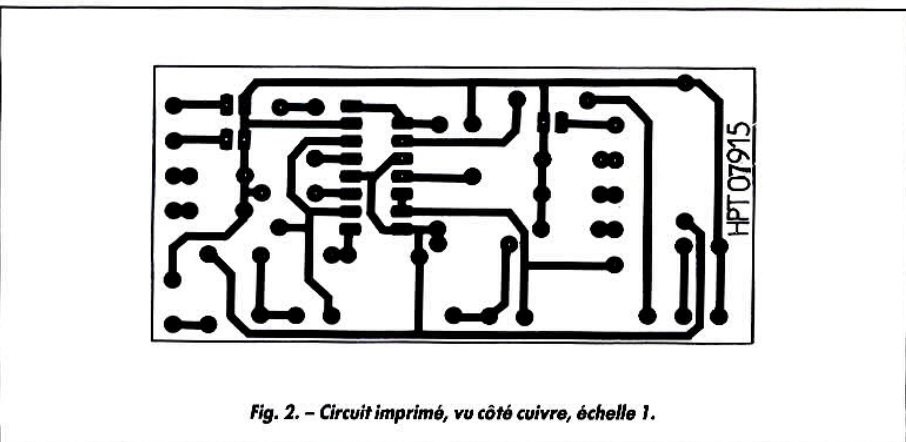


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

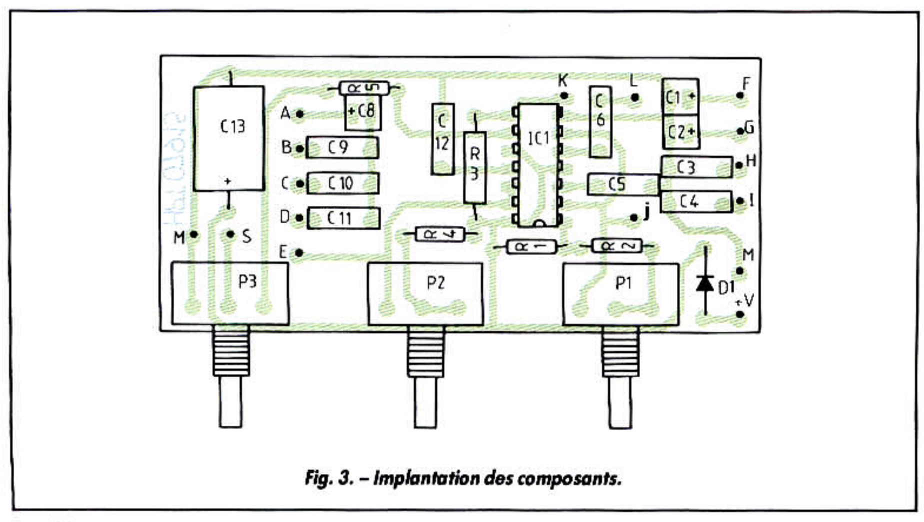


Fig. 3. – Implantation des composants.

L'interrupteur de déclenchement manuel des impulsions est un peu particulier, en ce sens que c'est évidemment un poussoir mais disposant d'un contact repos/travail (la majorité des poussoirs simples ne disposent que d'un contact travail). Son approvisionnement ne pose cependant aucun problème, tous les bons détaillants en ayant en stock.

Le fonctionnement du montage est immédiat et doit conduire à des performances comparables à celles annoncées, aux tolérances des composants près, évidemment.

Nomenclature des composants

Semi-conducteurs

IC_1 : 556 (version normale ou CMOS)
D_1 : 1N4001 à 1N4007

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 1 kΩ
R_2 : 10 kΩ
R_3 : 2,7 kΩ
R_4 : 10 kΩ
R_5 : 47 Ω

Condensateurs

C_1 : 10 µF 25 V chimique radial
C_2 : 1 µF 25 V chimique radial
C_3, C_5, C_7, C_{12} : 0,1 µF mylar
C_4, C_6 : 10 nF céramique ou mylar
C_8 : 4,7 µF 25 V chimique radial
C_9 : 0,47 µF mylar
C_{10} : 47 nF mylar
C_{11} : 4,7 nF céramique ou mylar
C_{13} : 100 µF 25 V chimique radial

Divers

P_1, P_2 : potentiomètres 100 kΩ linéaires
P_3 : potentiomètre 1 kΩ linéaire
S_1, S_3 : commutateurs 1 circuit 4 positions
S_2 : commutateur 1 circuit 2 positions
S_4 : poussoir 1 contact repos/travail



Module voltmètre à LED 2 000 points

A quoi ça sert ?

Le montage présenté ci-après est un module voltmètre électronique de précision, 3 digits 1/2 (c'est-à-dire affichant jusqu'à 1 999 si vous préférez), dont la sensibilité d'entrée initiale est de 200 mV ou de 2 V sur une impédance supérieure à 100 MΩ.

Il est destiné à remplacer, dans toutes vos réalisations existantes ou futures, les classiques galvanomètres à cadre mobile qui, même s'ils sont un tout petit peu moins coûteux que notre module, sont loin d'en présenter les performances.

En lui adjoignant des interfaces que nous décrirons ou qui ont déjà été décrites dans cette série de montages flash, on peut en faire à peu près ce que l'on veut : ampèremètre, capacimètre, fréquencemètre, phasemètre, thermomètre, altimètre, hygromètre, etc.

Contrairement au module voltmètre à cristaux liquides présenté dans cette même série de montages flash il y a quelque temps, notre module doit être alimenté par le secteur ou par des batteries cadmium nickel, car la consommation des afficheurs à LED est relativement importante. Une tension unique de 5 V suffit pour cela.

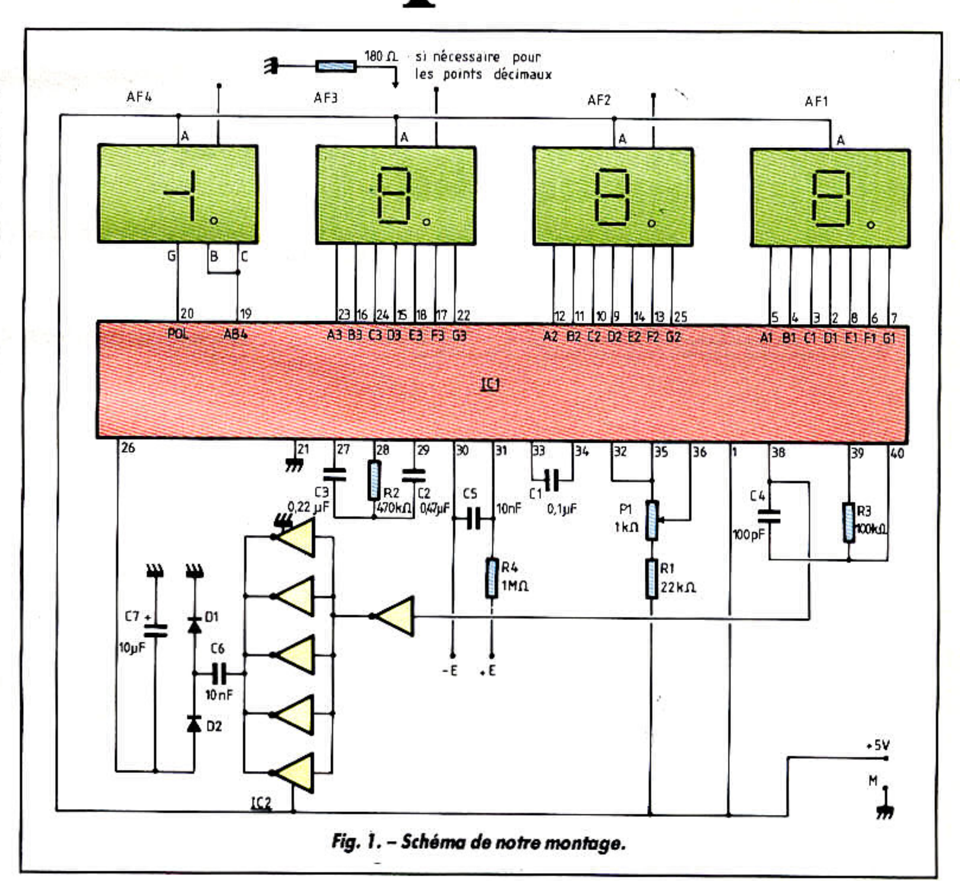


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

Le schéma

Il fait appel au désormais célèbre 7107 d'Intersil, qui existe d'ailleurs chez de nombreux autres fabricants, ou à sa version plus récente, le 7137, qui lui est compatible broche à broche.

Ce circuit est un convertisseur analogique/digital avec système de compensation automatique des dérives entièrement intégré. Il est prévu pour commander directement des afficheurs à LED 7 segments à anode commune sans résistance de limitation de courant car il dispose en interne de générateurs à courant constant.

Module voltmètre à LED 2 000 points

Il faut peu de composants externes pour pouvoir utiliser ce circuit, comme vous pouvez le constater sur la figure.

Avec les valeurs choisies, la sensibilité du voltmètre est de 200 mV pleine échelle mais, en remplaçant R_1 par une 15 kΩ et P_1 par un 10 kΩ, cette dernière passe à 2 V pleine échelle.

Afin de pouvoir mesurer des tensions de diverses polarités tout en alimentant le montage sous une tension unique de 5 V, un convertisseur statique réalisé autour de IC_2 fabrique une tension négative de 3 V environ.

Pour simplifier l'approvisionnement des composants, l'afficheur de +/–1 AFF4 est réalisé avec un afficheur normal dont on utilise les segments B et C pour le 1 et G pour le moins, le plus n'étant pas affiché.

La réalisation

La réalisation ne présente aucune difficulté en respectant le dessin du circuit imprimé proposé. Celui-ci a été prévu pour des afficheurs 7 segments de 0,5 pouce dont le brochage est, en principe, normalisé. De tels afficheurs s'enfichent très bien deux par deux sur des supports de CI à 24 pattes en laissant un espace d'une patte entre chaque. Le câblage commencera par les straps qui passent sous les afficheurs et sous le circuit intégré. Les points décimaux des afficheurs sont ramenés sur des pastilles de connexion à relier à la masse *via* une résistance de 180 Ω pour les faire allumer.

Le fonctionnement est immédiat. Seul P_1 doit être ajusté par comparaison avec un voltmètre de référence (numérique si possible) ou en mesurant une source de tension parfaitement connue.

Sachez pour finir que l'impédance d'entrée du montage peut être considérée comme infinie pour vos calculs de ponts diviseurs éventuels.

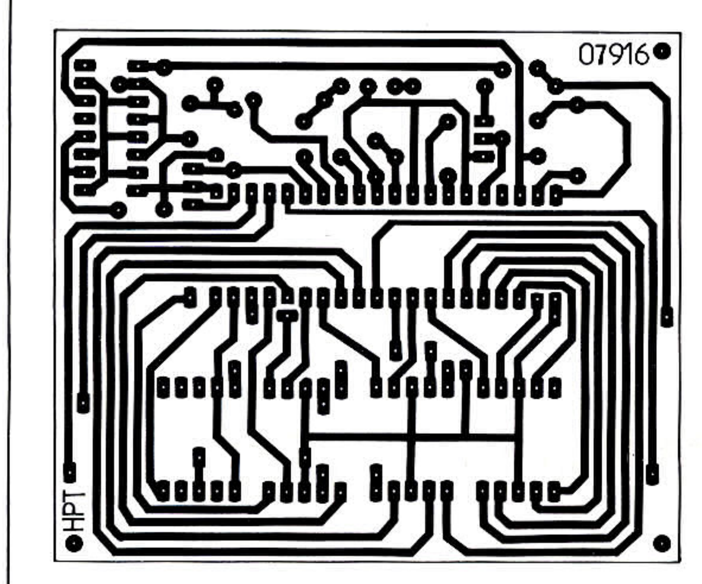


Fig. 2. Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

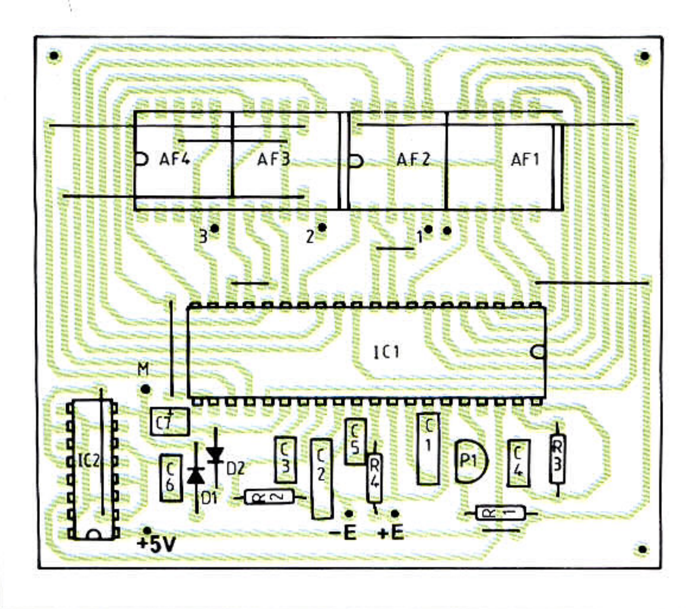


Fig. 3. Implantation des composants.

Nomenclature des composants

Semi-conducteurs

IC_1 : 7107 ou 7137 (Intersil, Télédyne, Maxim, etc.)
IC_2 : 4049B ou 4049UB CMOS
AFF1 à AFF4 : afficheurs à LED 7 segments de 0,5 pouce, anodes communes
D_1, D_2 : 1N914 ou 1N4148

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 22 kΩ couche métallique 2 % (voir texte)
R_2 : 470 kΩ
R_3 : 100 kΩ
R_4 : 1 MΩ

Condensateurs

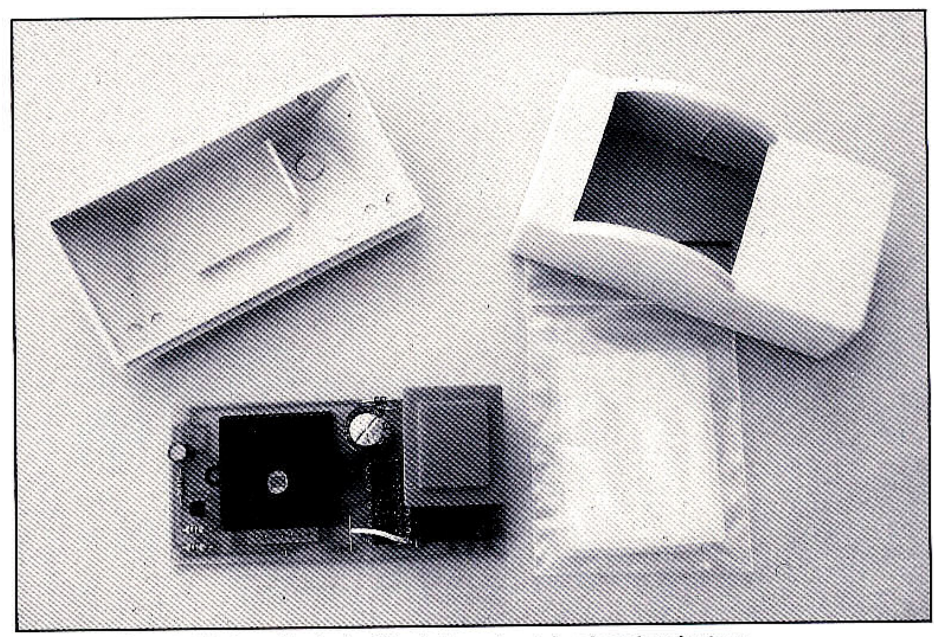
C_1 : 0,1 μF mylar
C_2 : 0,47 μF mylar
C_3 : 0,22 μF mylar
C_4 : 100 pF céramique
C_5, C_6 : 10 nF céramique ou mylar
C_7 : 10 μF 25 V radial

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable Cermet de 1 kΩ pour CI (voir texte)
2 supports 24 pattes pour les afficheurs
1 support 40 pattes pour IC_1
1 support 16 pattes pour IC_2

Eclairage automatique à infrarouge passif

**Vous connaissez certainement tous la fonction du montage que nous vous présentons aujourd'hui, car il commence à être tellement répandu qu'on le trouve en vente même dans les magasins à grande surface « généralistes ». Il fait s'allumer une ou plusieurs lampes lorsqu'il détecte la présence d'un corps chaud (humain ou animal) et que la luminosité ambiante est suffisamment faible.
Bien que nous vous ayons déjà proposé un tel montage, il y a près de deux ans, l'éclairage automatique présenté aujourd'hui utilise un schéma et des composants complètement différents, ce qui lui permet d'être, tout à la fois, plus compact, plus performant et moins cher.
Notre précédente réalisation utilisait le seul capteur à infrarouge passif disponible à l'époque : le PID 11 de Siemens qui, s'il était très efficace, présentait tout de même l'inconvénient d'être vendu fort cher sur le marché amateur.
Aujourd'hui, ce choix est beaucoup plus vaste ce qui permet de faire baisser les prix : en outre, une large gamme d'accessoires, dont nous allons parler dans un instant, permet d'accroître les possibilités du montage à moindres frais.**



L'ensemble du matériel nécessaire. Les lentilles de Fresnel sont dans le sachet plastique.

Le capteur

Depuis déjà quelques temps, la firme Selectronic (BP 513, 59022 Lille Cedex) commercialise un détecteur reposant sur le principe dit des infrarouges passifs moitié moins coûteux que son prédécesseur le PID 11 et plus facile à utiliser. En outre, ce capteur est proposé avec tout un jeu d'accessoires qui en accroissent considérablement le domaine d'utilisation. Avant de voir notre montage, nous allons donc consacrer quelques lignes à ce capteur.

Ce capteur pyroélectrique, cette appellation correcte correspond à infrarouge passif, est à lui tout seul un mini-système de détection et d'alarme complet. En effet, malgré sa très petite taille, il contient non seulement un capteur pyroélectrique double, mais

également une électronique de conditionnement du signal. Celle-ci utilise des composants montés en surface, ou CMS, afin de permettre de loger l'ensemble dans un boîtier dont les dimensions et points de connexion sont indiqués figure 1, et dont vous pouvez avoir une idée de l'aspect grâce aux photos qui illustrent cet article.

Ce capteur, baptisé MS 02, s'alimente sous toute tension comprise entre 2,6 V et 5,5 V et dispose d'une sortie d'indication de détection à collecteur ouvert pouvant commuter 300 mA au maximum. Cette sortie est temporisée et reste active pendant les huit secondes qui suivent une détection. C'est un petit peu dommage, car ce temps est trop court pour ce que nous voulons faire.

Il est également possible de brancher sur l'électronique intégrée au MS 02, une LDR, ou résistance sensible à la lumière, pour ne le faire fonctionner que la nuit. Cette connexion ne présente pas directement de réglage de sensibilité, mais nous alllons voir que nous pouvons nous affranchir de ce problème.

Utilisé seul, ce capteur possède une aire de détection relativement limitée, mais, fort heureusement, Selectronic commercialise également tout un jeu de lentilles de Fresnel, qui permettent d'accroître considérablement la zone couverte et, surtout, de bien définir celle-ci.

Ces lentilles, qui se présentent sous l'aspect de « vulgaires » rectangles de plastique translucides, revêtus d'une fine gravure, utilisent en fait le même principe que celui employé dans les phares destinés à guider les bateaux. Ce principe permet d'augmenter considérablement la portée de détection du MS 02, mais permet également de moduler à loisir sa ou ses zones de détection. On peut ainsi disposer d'une aire de détection relativement courte mais très large, ou au contraire balayer un couloir étroit mais fort long.

Sans vouloir entrer dans le détail, on trouvera, en figure 2, un court descriptif de quelques lentilles proposées avec les zones couvertes.

Pour que ces dernières soient efficaces, elles doivent être montées à une certaine distance du MS 02 et avec une courbure adéquate. Ce ne serait pas toujours chose facile si Selectronic ne commercialisait aussi le boîtier approprié, appelé boîtier SIG-Box, qui permet de monter sans difficulté un MS 02 et la lentille de votre choix avec les bonnes distance et courbure.

C'est dans ce boîtier, de petite taille, que nous avons fait en sorte de pouvoir loger l'intégralité de notre montage, dont nous allons maintenant étudier le schéma.

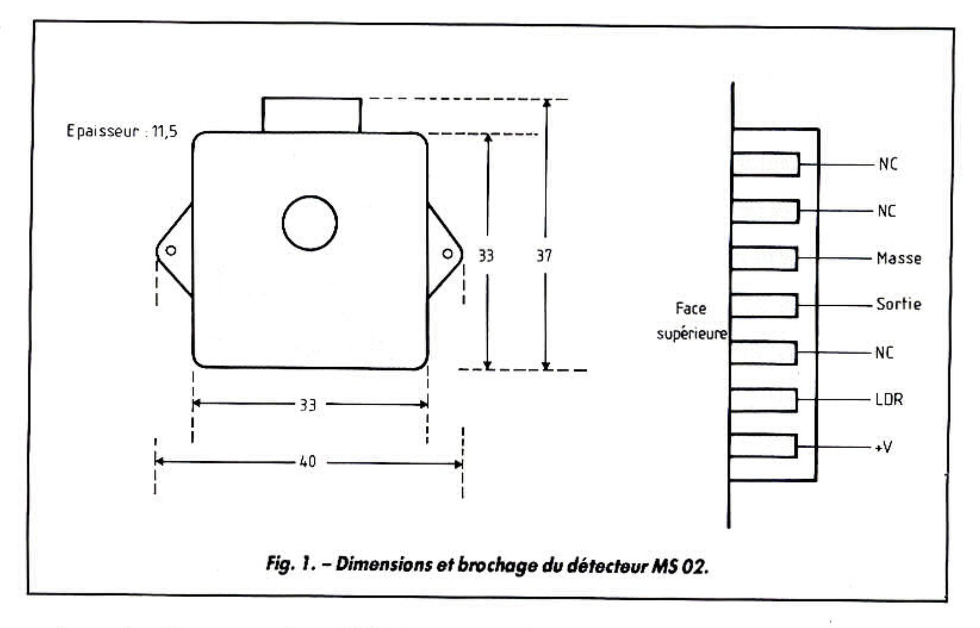


Fig. 1. – Dimensions et brochage du détecteur MS 02.

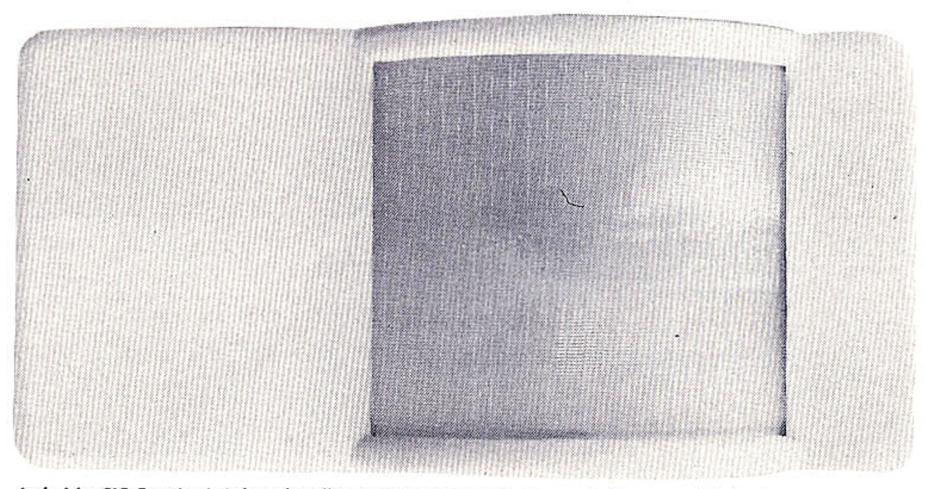
Notre montage

Comme nous venons de le dire, la sortie du MS 02 est temporisée, mais cette dernière ne dure que huit secondes. Si une telle durée suffit très largement dans le cas d'un système d'alarme par exemple, elle est bien souvent trop courte pour un éclairage automatique. Nous devons donc ajouter au MS 02 une « minuterie », si possible réglable et, de plus, fort compacte car le boîtier destiné à recevoir l'ensemble ne nous laisse pas beaucoup de marge.

Comme vous pouvez le constater à l'examen de la figure 3, nous avons fait appel au célèbre SAB 0529 de Siemens qui, malgré ses quelques années d'âge, n'est pas encore détrôné.

Ce circuit est en effet particulièrement intéressant pour les raisons suivantes :

– il s'alimente directement sur le secteur, encore que cette possibilité ne soit pas utilisée ici ;
– il peut générer des temps allant de 1 seconde à 31 h 30 ;
– il peut commander directement un triac ou un relais ;
– le nombre de composants externes nécessaires est très réduit ;



Le boîtier SIG-Box équipé de sa lentille a tout à fait l'aspect d'un produit commercial classique.

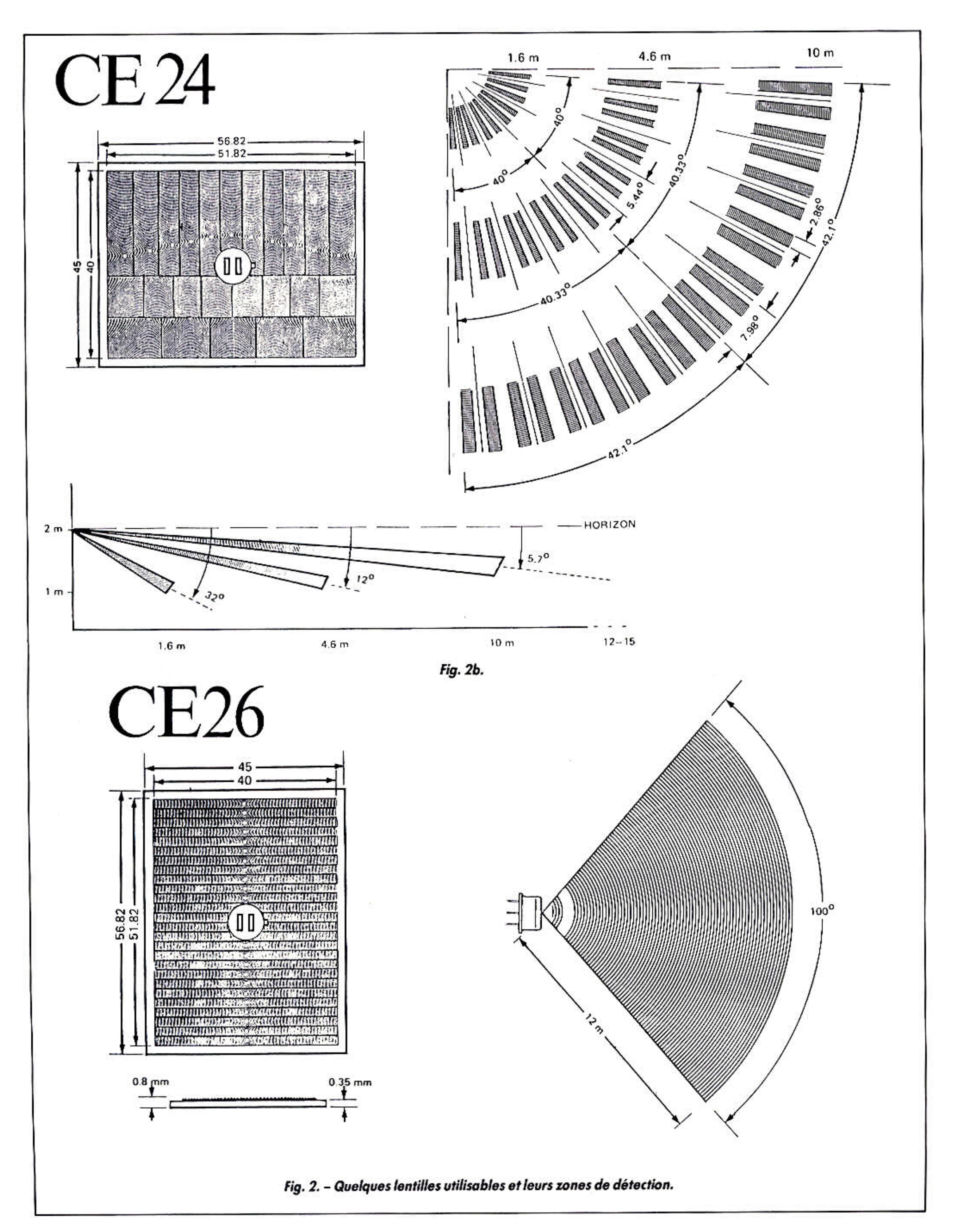


Fig. 2b.

Fig. 2. – Quelques lentilles utilisables et leurs zones de détection.

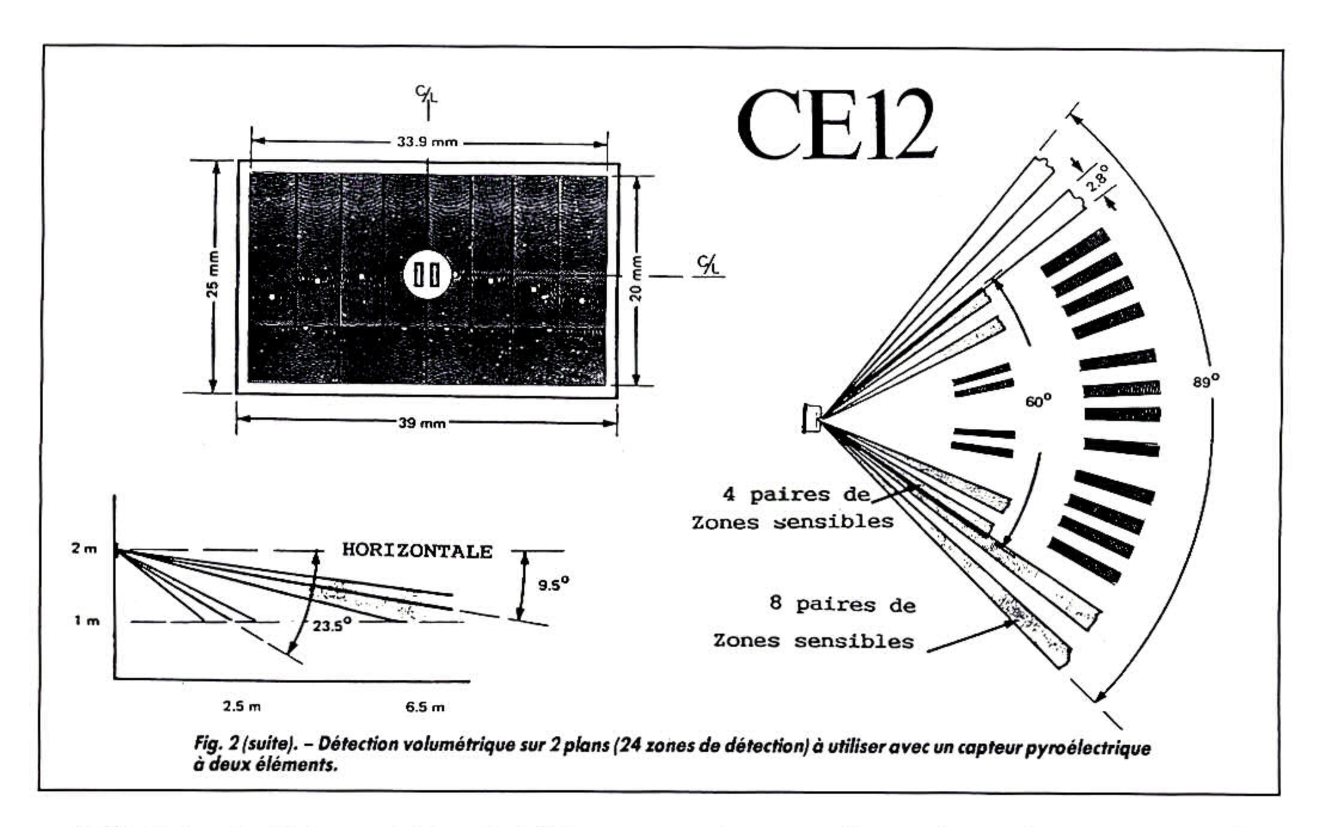


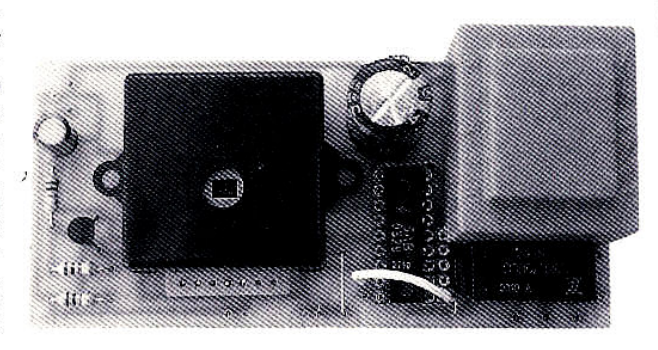
Fig. 2 (suite). – Détection volumétrique sur 2 plans (24 zones de détection) à utiliser avec un capteur pyroélectrique à deux éléments.

– et enfin, c'est un circuit très répandu et peu coûteux.
Cela étant précisé, voyons comment fonctionne notre montage. L'alimentation secteur est très classique et permet de disposer d'une tension stabilisée de 5 V, propre à alimenter le MS 02, mais également le SAB 0529.
Compte tenu du mode de déclenchement de ce circuit, qui est réalisé par passage au + 5 V de sa patte S, et du fait que le MS 02 sort lui en collecteur ouvert ; il est nécessaire d'inverser ce signal de détection. C'est le rôle du transistor T_1 et des résistances associées.
Comme nous l'avons dit ci-avant, le MS 02 dispose d'une entrée pour cellule photo-électrique (plus exactement pour LDR ou résistance sensible à la lumière). Toute LDR du commerce classique, telle que LDR 03, LDR 05, LDR 07, LDR 11, peut être utilisée ici. En règle générale, R_1 est remplacée par un court-circuit et R_2 est absente, ce qui donne au montage un seuil de détection de luminosité satisfaisant. Si celle-ci ne vous convenait pas, en raison de vos contraintes d'installation par exemple, il serait alors nécessaire de monter l'une ou l'autre de ces résistances.
Le SAB 0529, quant à lui, commande directement un relais miniature 5 V capable tout de même de commuter un peu plus d'un ampère sous 220 V. C'est plus que suffisant pour un éclairage classique.
Lors d'une détection, ce relais colle pendant un temps programmable au moyen des pattes A, B et C d'une part et D, E, F, G, H, I et R d'autre part.
Le tableau de la figure 4 explique les règles de programmation complètes du SAB 0529, qui reposent sur le principe suivant : on fixe d'abord la durée de base par choix des niveaux appliqués aux pattes A, B et C, puis on choisit le multiplicateur de durée de base par connexion d'une ou plusieurs des pattes D à I à la patte R. Attention, ces multiplicateurs s'ajoutent si plusieurs sont sélectionnés simultanément. Par exemple, si l'on relie D, E et F à R, on programmera, en fait, un multiplicateur égal à : 1 + 2 + 4 soit 7. Si l'on a choisi par ailleurs une durée de base de 10 secondes par action sur A, B et C, on aura ainsi une durée de fonctionnement totale de 70 secondes.
Compte tenu de la vocation de notre montage, nous avons choisi une durée de base fixe de 1 minute par connexion permanente des pattes A, B et C aux niveaux appropriés. La programmation offerte *via* les pattes D à I autorise une modulation de ce temps de 1 minute à 1 heure, ce qui est, à notre avis, satisfaisant. Rien ne vous empêche de choisir autre chose, en utilisant les informations de la figure 4.



La réalisation

L'approvisionnement des composants ne pose pas de problème. Le MS 02, ses lentilles et le boîtier spécial sont tous tenus en stock par Selectronic. Les autres composants sont très répandus et sont disponibles à peu près partout. Attention toutefois à la taille du transformateur. Sa hauteur ne doit pas dépasser 22 mm sous peine de ne pouvoir ensuite fermer le boîtier.
Le circuit imprimé vous est présenté figure 5. Sa taille permet de le glisser dans les rainures



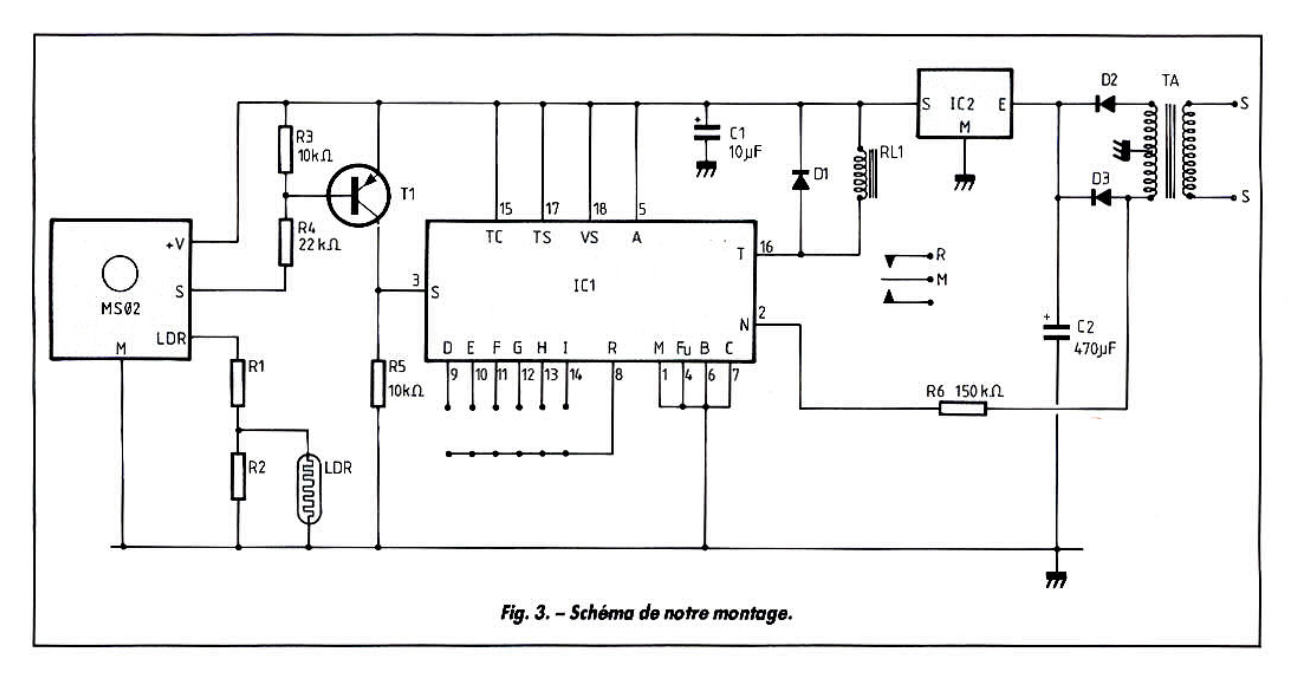


Fig. 3. – Schéma de notre montage.

prévues dans le boîtier, de façon que le MS 02 se trouve correctement placé sous la lentille. Si votre transformateur respecte nos indications, ça rentrera juste, mais ça rentrera !

Le montage ne présente aucune difficulté en suivant le plan d'implantation de la figure 6. Le MS 02 est à placer côté composants à l'emplacement indiqué, ses languettes de connexion se trouvent alors au-dessus des pastilles prévues à cet effet. De courts fils nus rigides (queues de résistances) conviennent fort bien. Ils seront coupés de façon que le MS 02 soit bien à plat sur le circuit imprimé. Un point de colle pourra, si nécessaire, l'y maintenir parfaitement.

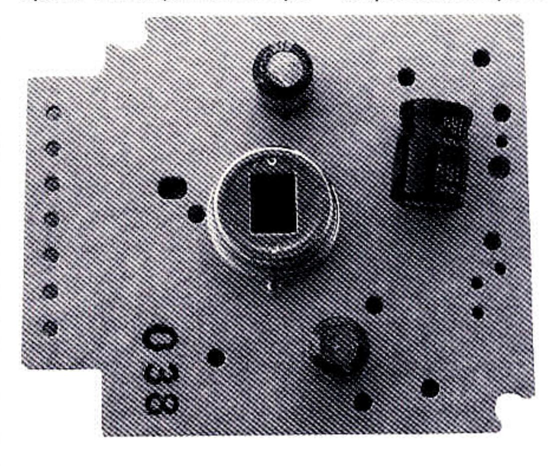
Le temps de fonctionnement sera programmé par connexion des pattes adéquates du SAB 0529. Des straps soudés à demeure peuvent être utilisés ou des fils munis de picots à contacts tulipe. La place disponible sur le circuit imprimé ne nous a pas permis de loger des mini-interrupteurs en boîtier DIL !

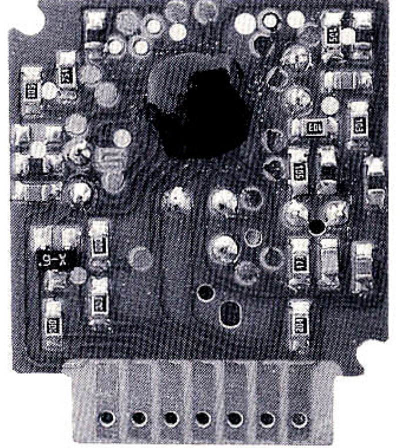
Si la charge commandée ne dépasse pas 220 W, le relais que nous avons utilisé peut agir dessus directement. Dans le cas contraire, un relais classique pour installation électrique que prendra la relève en externe.

Les résistances R_1 et R_2 ne seront pas mises en place dans un premier temps, mais uniquement lors de la mise au point finale si nécessaire. Afin que la cellule photoélectrique puisse fonctionner, R_1 sera provisoirement remplacée par un court-circuit.

Le montage peut être essayé sur table. Il suffit pour cela de le mettre sous tension, LDR éclairée dans un premier temps. Vérifiez que le régulateur intégré délivre bien 5 V ; sinon cherchez l'erreur, qui doit être grossière vu la simplicité du schéma.

Placez alors la LDR à l'abri de la lumière et agitez les doigts devant la fenêtre de détection du MS 02. Le relais doit coller





Patte reliée à R (8)	Multiplicateur
D	× 1
E	× 2
F	× 4
G	× 8
H	× 16
I	× 32

A	B	C	Durée de base	Durée maximale
O	O	O	1 s	63 s
O	O	V_S	3 s	189 s (≈ 3 min)
O	V_S	O	10 s	630 s (10,5 min)
O	V_S	V_S	30 s	1 890 s (31,5 min)
V_S	O	O	1 min	63 min
V_S	O	V_S	3 min	189 min (≈ 3 h)
V_S	V_S	O	10 min	630 min (10,5 h)
V_S	V_S	V_S	30 min	1 890 min (31,5 h)

Fig. 4. – Tableau de programmation des temps du SAB 0529. O = masse ; V_S = + 5 V

Liste des composants de l'éclairage automatique

Semi-conducteurs

IC_1 : SAB 0529
IC_2 : régulateur + 5 V 1 A boîtier TO 220 (7805)
Détecteur : MS 02
D_1 : 1N914 ou 1N4148
D_2, D_3 : 1N4002 à 1N4007
T_1 : BC 557, 558, 559
LDR : LDR03, LDR05, LDR07, LDR11 ou équivalent

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : facultative (voir texte)
R_2 : facultative (voir texte)
R_3, R_5 : 10 kΩ
R_4 : 22 kΩ
R_6 : 150 kΩ

Condensateurs

C_1 : 10 μF 15 V chimique radial
C_2 : 470 μF 25 V chimique radial

Divers

TA : transformateur moulé 220 V 2 × 9 V 1,5 ou 2 VA
RL_1 : relais miniature 5 V 1 RT ; par exemple FBR244ND005 de Fujitsu
Boîtier SIG-Box de Selectronic
Lentille de Fresnel selon plage de détection désirée

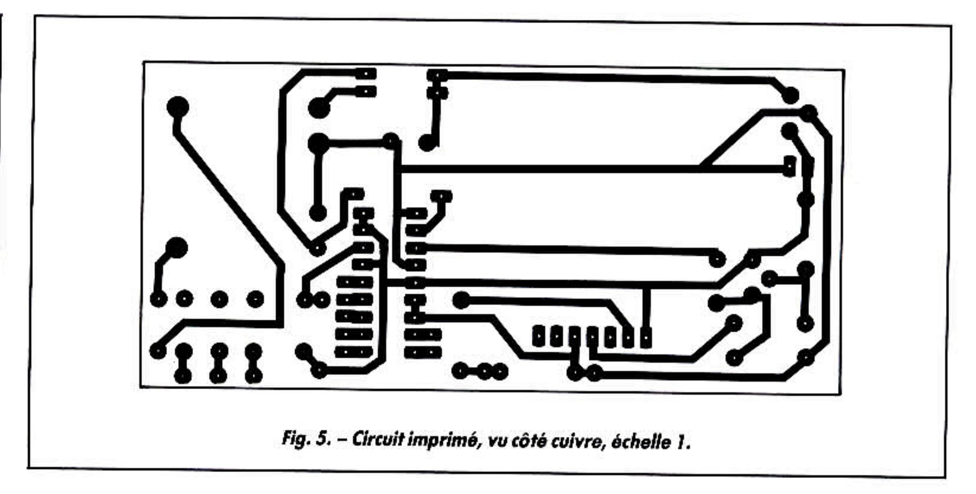


Fig. 5. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

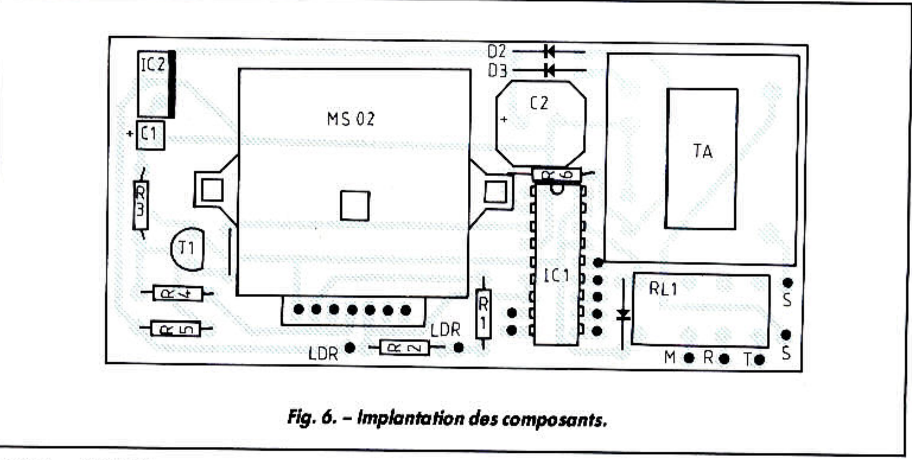


Fig. 6. – Implantation des composants.

L'intérieur du MS 02.

et rester dans cet état selon le temps programmé *via* les pattes D à I et R du SAB 0529. Attention, ne faites pas cet essai trop vite après la mise sous tension, le MS 02 présente en effet un délai de mise en marche ou de latence qui peut aller jusqu'à 15 secondes. Pendant ce laps de temps, il ne détecte rien, ce qui pourrait vous faire croire à un défaut du montage.

Mise en boîte et installation

En utilisant le coffret préconisé, la mise en place de l'ensemble est fort simple. Placez la lentille derrière la découpe prévue à cet effet, bloquez-la avec les deux pièces en forme d'arc de cercle fournies avec le boîtier. Glissez le circuit imprimé dans les rainures de façon à placer le MS 02 derrière cette lentille. Un petit coup de lime sera peut-être nécessaire afin d'ajuster exactement les dimensions du C_1 à celle du boîtier compte tenu des tolérances de reproduction de son dessin.

Comme la lentille est translucide, tordez les pattes de la LDR de façon que celle-ci reçoive la lumière ambiante par le bas de la lentille.

Les fils d'alimentation secteur et de commande de la charge seront soudés sur les pastilles prévues à cet effet sur le C_1 et sortiront par un passe-fil placé dans l'échancrure prédécoupée prévue sur le boîtier.

Si votre LDR est trop sensible (c'est-à-dire interdit le fonctionnement du montage dès la moindre lueur de l'aube, par exemple), remplacer le court-circuit de R_1 par une résistance dont vous augmenterez progressivement la valeur (de 1 kΩ jusqu'à plusieurs dizaines de kΩ si nécessaire).

Si, au contraire, votre LDR est trop peu sensible, laissez le court-circuit à la place de R_1 et installez R_2. Commencez par une valeur relativement élevée (470 kΩ par exemple, et diminuez jusqu'à obtenir satisfaction).

Compte tenu des caractéristiques du boîtier préconisé, celui-ci ne doit bien évidemment pas être installé directement en extérieur à un endroit où il peut recevoir de la pluie, à moins de le rendre étanche par utilisation de colle ou de joint Néoprène. En installation abritée, en revanche, ce problème ne se pose pas.

Conclusion

Grâce à la commercialisation d'un boîtier esthétiquement réussi pouvant recevoir l'intégralité de notre montage, il est possible, sans faire appel à la scie et à la lime, de réaliser un ensemble au fini comparable à celui des produits commerciaux équivalents.

Les différentes lentilles proposées permettent, en outre, de déterminer avec précision la zone de travail de l'appareil, ce qui n'est pas sans intérêt.

Cette réalisation montre, une fois encore, que l'électronique peut satisfaire à de plus en plus d'applications domestiques, sans pour autant devoir faire appel à des montages complexes et coûteux.

C. TAVERNIER

Filtres à quartz sur mesure

Jadis, on réalisait les filtres avec des bobinages. Maintenant, on ne trouve plus guère de mandrins pour bobinage dans le commerce ; sans parler du fil. Or, on trouve des quartz pour toute une gamme de fréquences, et à des prix qui tendent à devenir inférieurs à ceux des mandrins. Toujours sans parler du fil. D'où l'idée de fabriquer des filtres avec des quartz. Car le quartz ne mérite pas cette renommée de composant obstinément têtu, ne connaissant qu'une seule fréquence. Si on sait s'y prendre, on arrive, avec des quartz de fréquence nominale identique, à des largeurs de bande de 0,1 % de la fréquence nominale, soit 6 kHz pour des quartz de 6 MHz.

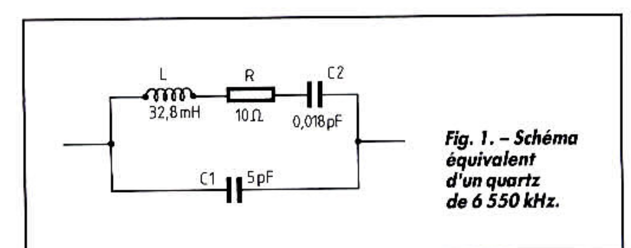


Fig. 1. – Schéma équivalent d'un quartz de 6 550 kHz.

Schéma équivalent du quartz

La figure 1 présente le schéma équivalent classique du quartz. Les valeurs indiquées ont été relevées sur un quartz standard de 6 553,6 kHz.

Elles permettent de déterminer une pulsation de *résonance série :*

$\omega_s^2 = 1/(L\,C_2)$

La fréquence correspondante, f_S, est de 6 550 kHz avec les valeurs indiquées, soit un peu moins que la fréquence nominale. Lors des applications « oscillateur », on corrige cette différence par une capacité série.

En tenant compte de C_1, on peut définir une fréquence de *résonance parallèle,* f_p, ou plus simplement, l'écart qui sépare les deux résonances, soit :

$\Delta f_r = f_p - f_s = C_2\,f_s/(2\,C_1)$

Avec les valeurs de la figure 1, cet écart est de 11,8 kHz. La résonance parallèle s'établit ainsi à 6 561,8 kHz, soit près de 8 kHz au-dessus de la fréquence nominale.

Les valeurs de la figure 1 permettent de déterminer un *coefficient de qualité* (ou de surtension), $Q = L\omega/R = 135\,000$, soit une bande passante $\Delta f = f/Q = 480$ Hz environ. Des bandes passantes plus étroites peuvent être obtenues en associant plusieurs quartz. En revanche, la bande passante maximale d'un filtre sera inférieure à Δf_r, écart entre les deux fréquences de résonance, à moins d'adjonction de bobinages.

En posant :

$X_2 = 1/(C_2\,\omega)$
$A = L\,\omega - X_2$
$B = A - 1/(C_1\omega)$

on peut calculer l'impédance d'un quartz par :

$$Z_q = \frac{R\,X_2^2 - j\,X_2(R^2 - A\,B)}{R^2 + B^2}$$

Si, dans un filtre, la résistance de charge est grande devant R, cette expression se simplifie en $Z_q = J\,X_2^2 A/B$.

Mesure des paramètres d'un quartz

La capacité parallèle C_1 peut être mesurée au capacimètre, pourvu que ce dernier ne travaille pas sur la fréquence du quartz. Les deux paramètres réactifs du circuit équivalent peuvent être déterminés par l'oscillateur de la figure 2. Il comporte deux étages d'amplification, la sortie du second retourne sur l'entrée du premier. Le gain initial des deux étages étant inférieur à l'unité, il ne peut y avoir oscillation que lorsque le quartz découple la résistance d'émetteur de T_1.

On place le quartz à mesurer d'abord directement (position Q_1), on ajuste R sur la limite d'oscillation, et on mesure la fréquence (fréquencemètre numérique), laquelle est celle de la résonance série, f_s. Ensuite, on procède de même en utilisant un condensateur série C_s (position Q_2), de valeur bien connue (1 pF à 5 pF). Si Δf_a est l'écart entre les deux fréquences ainsi mesurées, on calcule capacité et inductance équivalentes du quartz (fig. 1) par :

$$C_2 = \frac{2\,\Delta f_a(C_1 + C_s)}{f_s}$$

$$L = \frac{1}{(2\,\pi\,f_s)^2\,C_2}$$

Ensuite, on pourra déterminer l'écart entre les deux fréquences de résonance par $\Delta f_r = \Delta f_a\,(C_1 + C_s)/C_1$.

La résistance série du quartz peut être déduite soit d'une mesure du coefficient de surtension par la méthode de la largeur de bande (à – 3 dB de la résonance), soit en constituant un diviseur de tension composé d'une résistance connue et du quartz, tout en étant alimenté par une fréquence précisément égale à f_s. Pour satisfaire à cette condition, il suffit d'ajuster la fréquence de travail de façon que la tension aux bornes de la résistance devienne maximale.

Sur un lot de 20 quartz de même fréquence nominale, on peut trouver, chez tel fabricant, des écarts sur f_s de ± 0,02 %, et cinq ou dix fois moins chez tel autre. De plus, la valeur moyenne (statistique) de f_s peut différer d'un four-

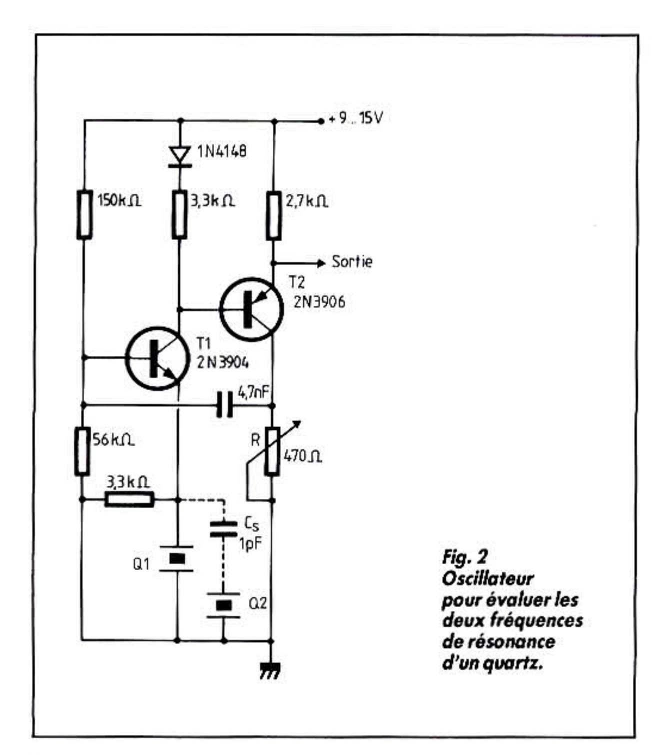


Fig. 2
Oscillateur pour évaluer les deux fréquences de résonance d'un quartz.

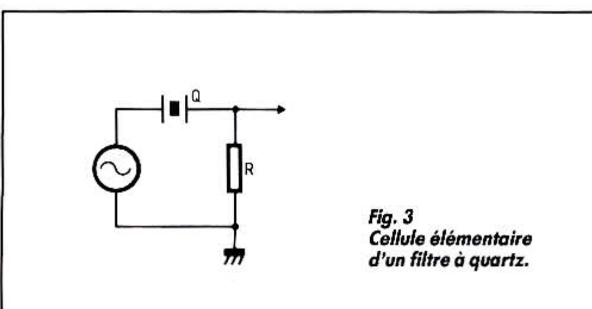


Fig. 3
Cellule élémentaire d'un filtre à quartz.

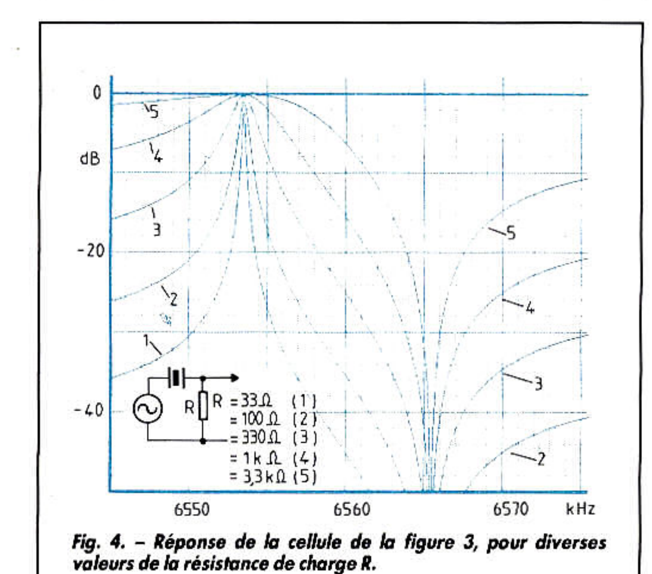


Fig. 4. – Réponse de la cellule de la figure 3, pour diverses valeurs de la résistance de charge R.

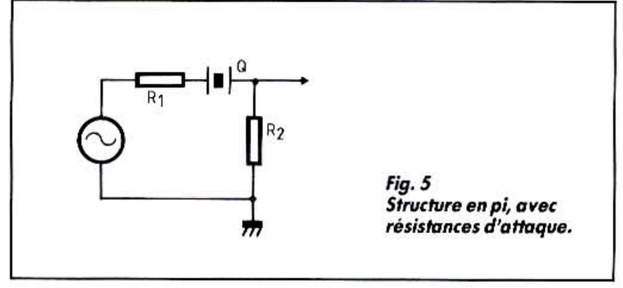
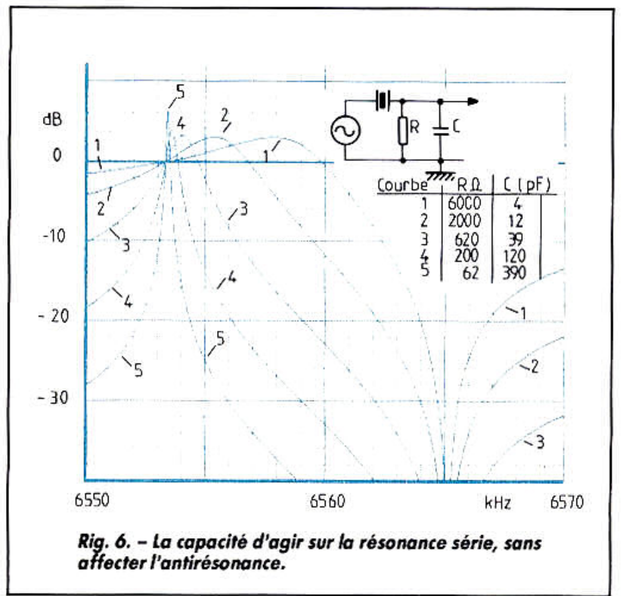


Fig. 5
Structure en pi, avec résistances d'attaque.



Rig. 6. – La capacité d'agir sur la résonance série, sans affecter l'antirésonance.

nisseur à l'autre. Pour réaliser un filtre, il peut être intéressant de disposer, comme on le verra plus loin, de quelques quartz s'écartant de la moyenne. Donc, multipliez vos sources d'approvisionnement et mesurez tous vos échantillons.

Cellule de filtrage élémentaire

Un seul quartz ne permet pas encore un filtrage bien efficace. Il est cependant utile de bien connaître le comportement d'une cellule correspondante (fig. 3), de façon à pouvoir extrapoler sur une association de plusieurs.

La figure 4 montre une famille de courbes de réponse, pour diverses valeurs de la résistance de charge R et calculée, comme les suivantes, avec des paramètres voisins de ceux de la figure 1. On voit qu'une augmentation de R détermine une résonance (f_s) moins pointue et une atténuation ponctuelle ou antirésonance (f_p) moins prononcée.

La cellule élémentaire peut aussi prendre la forme de la figure 5, où R_1 est la résistance interne de la source, R_2 celle de charge. Lorsque aucune adaptation à une ligne ne s'impose, on a intérêt à prendre le rapport R_2/R_1 aussi grand que possible, de façon à dissiper le moins possible d'énergie de signal dans R_2.

Pour déplacer la fréquence de résonance (série), on peut connecter une capacité C en parallèle avec la résistance de charge R de la figure 3. Le graphique de la figure 6 illustre ce cas pour diverses valeurs de R et de C.

La fréquence d'antirésonance est indépendante de cette capacité. On peut l'approcher de la fréquence de résonance en connectant une capacité (< 50 pF) aux bornes du quartz.

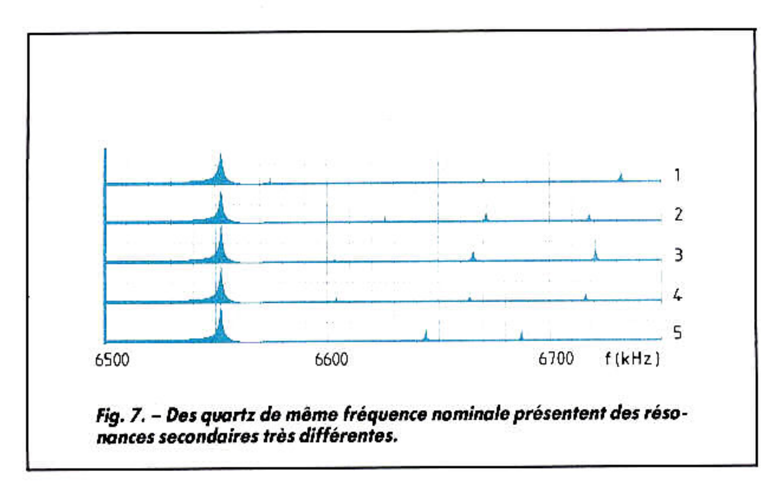


Fig. 7. – Des quartz de même fréquence nominale présentent des résonances secondaires très différentes.

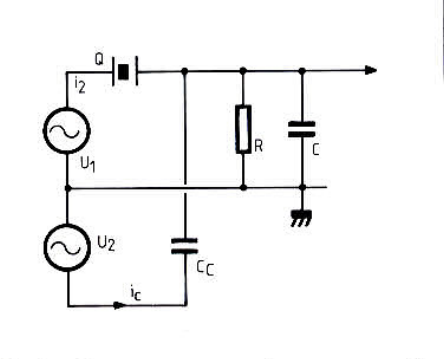
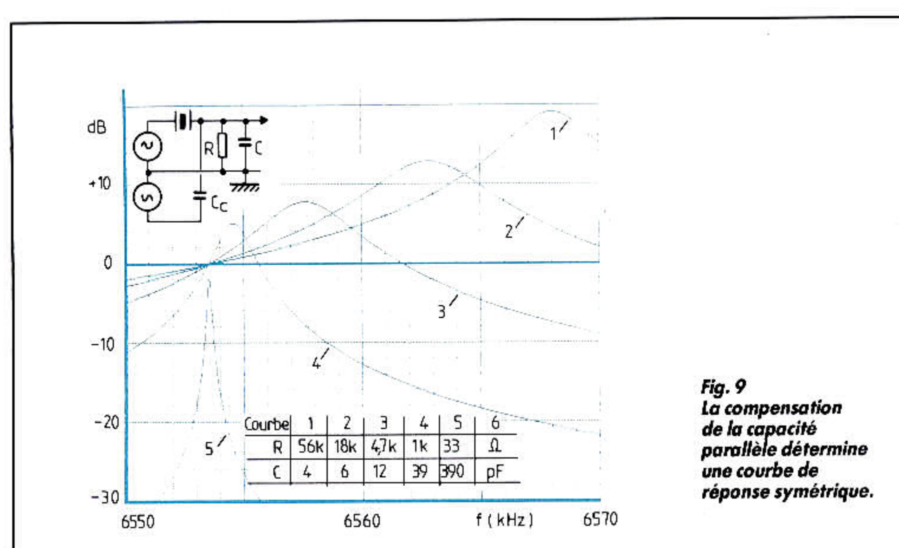
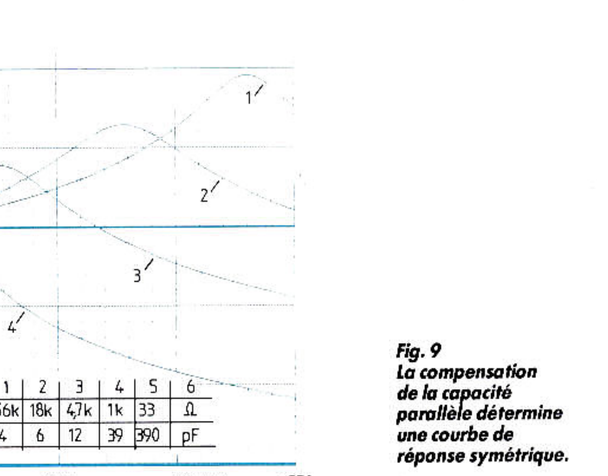


Fig. 8. – Montage permettant de compenser ou de surcompenser la capacité parallèle d'un quartz.





Courbe	1	2	3	4	5	6
R	56k	18k	4,7k	1k	33	Ω
C	4	6	12	39	390	pF

Fig. 9
La compensation de la capacité parallèle détermine une courbe de réponse symétrique.

Courbe	1	2	3	4	5	
R	33	100	330	1000	3300	Ω

Fig. 10
Une surcompensation permet de placer l'antirésonance sur une fréquence inférieure à celle de résonance.

Les résonances secondaires

Les quartz pour oscillateurs comportent, en dehors de leur résonance principale et nominale, un certain nombre de résonances secondaires, plus ou moins prononcées. Les plus gênantes se trouvent entre f_p et une fréquence de 3 à 4 % plus élevée.

La figure 7 illustre ce phénomène pour quatre échantillons pris au hasard, dont les valeurs mesurées de f_s s'échelonnent entre 6 551,73 kHz et 6 552,17 kHz. On constate que nous vivons heureusement dans un monde assez imparfait pour que ces résonances secondaires occupent des fréquences différentes pour des quartz de même fréquence nominale.

Dans un filtre en échelle, comportant plusieurs quartz en série, les résonances secondaires d'un élément seront facilement atténuées par les autres éléments. Il n'en est pas de même dans les montages où deux quartz interviennent en parallèle.

Compensation de la capacité parallèle

En dehors de la résonance série, on peut considérer que le courant dans les connexions d'un quartz (i_q, fig. 8) est exclusivement dû à la capacité parallèle, C_1 (fig. 1). On peut compenser l'effet de ce courant, comme le montre la figure 8, en utilisant deux sour-

ces de signal en opposition de phase, u_1 et u_2, et en s'arrangeant pour que les intensités i_c et i_q soient égales, au signe près.
Si $u_1 = u_2$, cette condition sera remplie avec $C_c = C_1$. Bien entendu, d'autres choix sont possibles. On peut notamment rendre u_2 largement supérieure à u_1, ce qui permettra de se contenter d'une valeur très faible pour C_c. L'intérêt de cette disposition s'explique du fait que C_c intervienne dans la capacité de charge C et que cette dernière doive rester très faible, si on désire obtenir une largeur de bande élevée.
La figure 9 donne, pour diverses valeurs des éléments de charge R et C, la réponse en fréquence du montage de la figure 8. L'allure des courbes est équivalente à la réponse d'un circuit oscillant. La source de signaux en opposition de phase peut être réalisée, comme on le verra plus loin, par un amplificateur différentiel.
Il est possible de remplacer C_c de la figure 8 par un quartz. On obtient alors une compensation automatique des capacités C_1 et une réponse à deux sommets, comme avec des circuits couplés LC. Cependant, les résonances secondaires des deux quartz s'ajoutent, ce qui limite les possibilités d'application de ce principe.

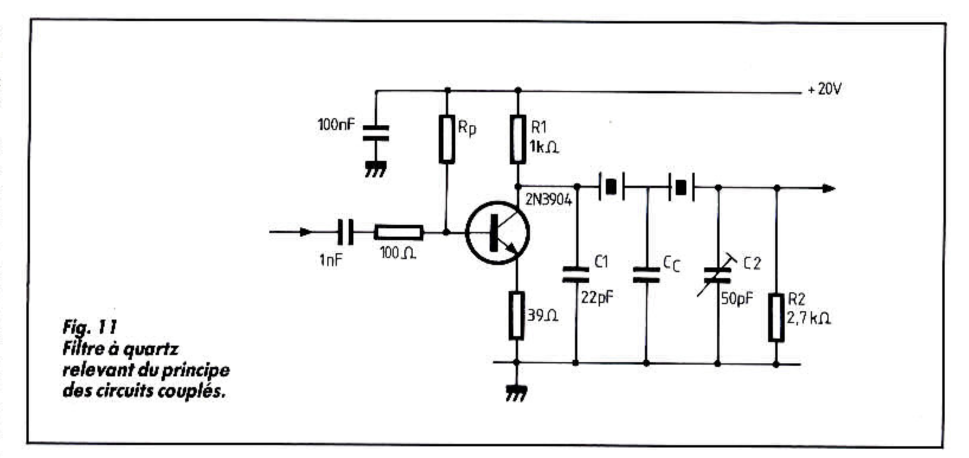


Fig. 11
Filtre à quartz relevant du principe des circuits couplés.

Surcompensation

Si on s'arrange, dans la figure 8, pour que i_c soit égale à 2 i_q (en valeur absolue et en dehors de la résonance série, f_s), on obtient des conditions correspondant à une valeur *négative* de C_1 de la figure 1. L'*antirésonance* se produit alors à une fréquence *inférieure* à f_s. Le graphique de la figure 10 illustre ce principe, pour des valeurs de R comprises entre 33 Ω et 3,3 kΩ.
L'écart entre ces deux fréquences singulières peut différer de Δf_r, défini plus haut. En jouant sur la phase de u_2 et sur la valeur de C_c, on peut très largement varier la fréquence de l'antirésonance.
Combinant les montages non compensé, compensé et surcompensé on peut réaliser des filtres à courbe de réponse d'allure symétrique et pouvant comporter des points de forte atténuation juste au-dessus et en dessous de la bande passante.

Quartz couplés

La figure 11 montre une association de deux cellules en pi. La capacité C_1 complète celle de sortie du transistor, alors que l'ajustage de C_1 permet de compenser la capacité d'entrée du circuit suivant (ou celle d'une sonde d'oscilloscope). La résistance R_p est à choisir de façon que la tension continue au collecteur du transistor soit voisine de la moitié de la tension d'alimentation.
La réponse de ce circuit (relevé expérimental) est donnée dans la figure 12, pour trois valeurs de la capacité de cou-

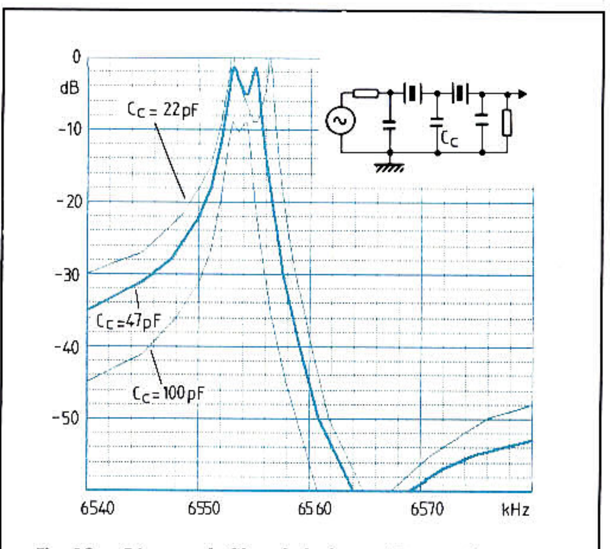


Fig. 12. – Réponse du filtre de la figure 11, pour diverses valeurs de la capacité de couplage.

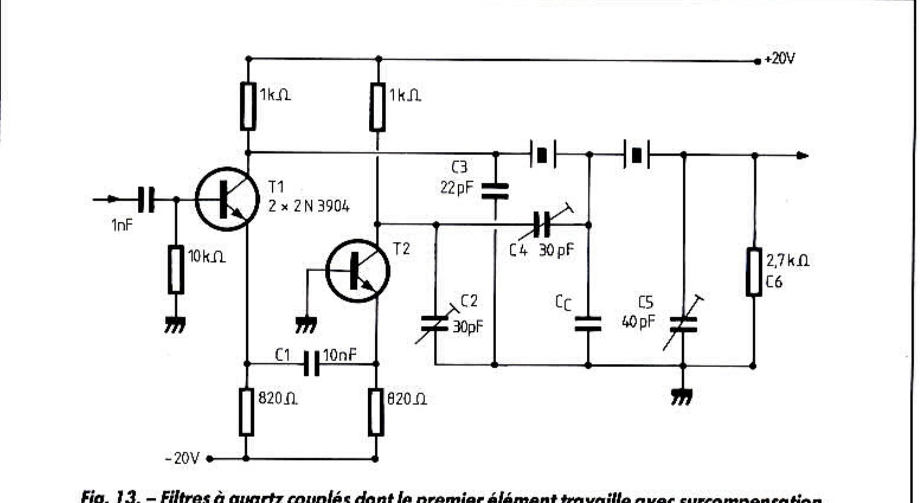


Fig. 13. – Filtres à quartz couplés dont le premier élément travaille avec surcompensation.

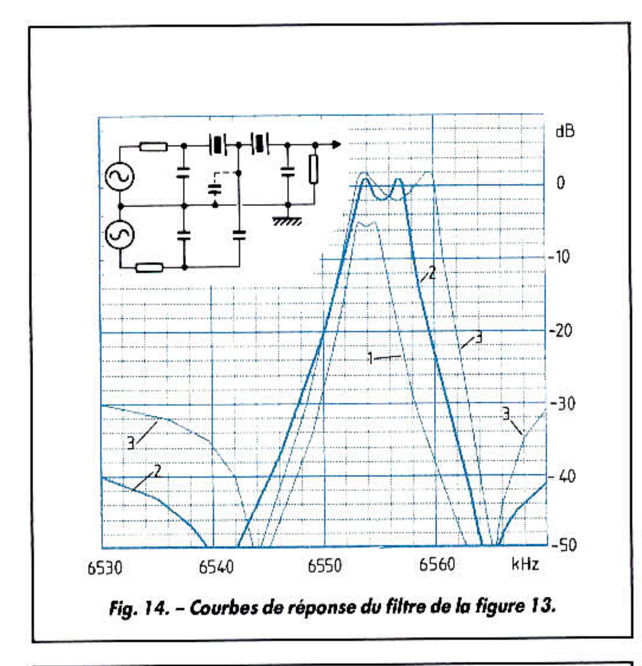


Fig. 14. – Courbes de réponse du filtre de la figure 13.

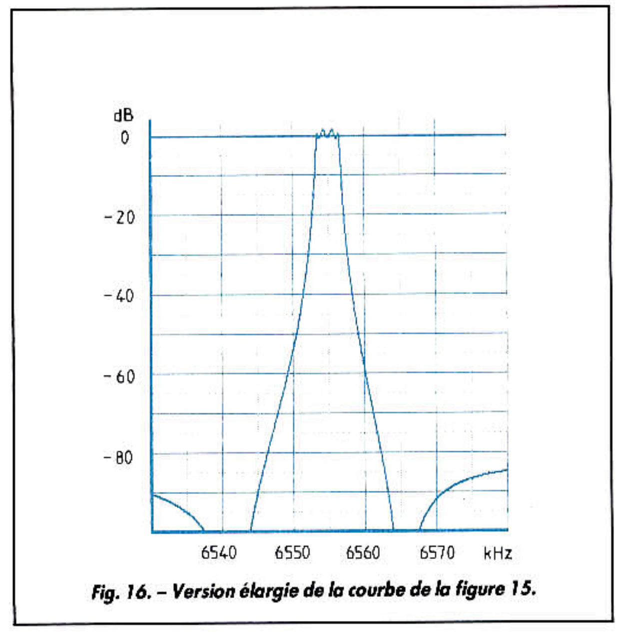


Fig. 16. – Version élargie de la courbe de la figure 15.

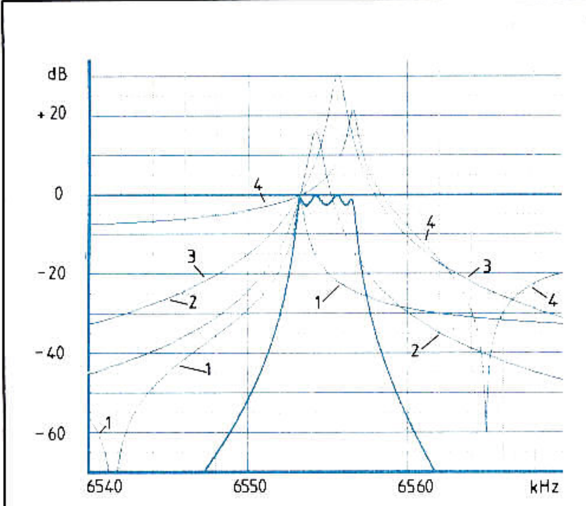


Fig. 15. – Simulation d'un filtre à quatre cellules séparées.

plage C_c. Pour la clarté du dessin, la courbe pour C_c = 100 pF a été décalée de – 5 dB.

Comme avec des circuits LC, on obtient une réponse avec deux sommets et un creux. La profondeur de ce creux augmente avec le rapport entre C_c et la valeur moyenne des autres capacités. La bande passante est d'autant plus large que cette valeur moyenne est plus faible. La résistance de charge R_L influe sur le transfert (amplitude en sortie) et aussi sur l'écart de niveau entre sommets et creux.

L'allure générale des courbes confirme celle de la figure 4. Le flanc est beaucoup plus raide aux fréquences élevées qu'aux fréquences basses. Puisque $R_L > R_1$, on recueille, à l'intérieur de la bande passante, sur la sortie une tension un peu plus élevée que celle du collecteur.

Une allure symétrique peut être obtenue avec le montage de la figure 13, procédant par surcompensation. T_1 et T_2 forment un amplificateur différentiel. Le premier attaque le filtre proprement dit, alors que le collecteur du second fournit en principe une tension en opposition de phase, et dont C_2 permet un ajustage précis de la position de phase. Au moyen de C_4, on dose l'intensité de compensation qu'on injecte dans le filtre. En jouant successivement sur ces deux ajustages, on peut déplacer l'antirésonance inférieure dans certaines limites.

La figure 14 illustre la réponse d'un tel filtre. La valeur de C_c est de 100 pF pour la courbe 1, de 47 pF pour la courbe 2, et nulle pour la courbe 3. Dans ce dernier cas, le couplage se trouve uniquement déterminé par C_4, dont

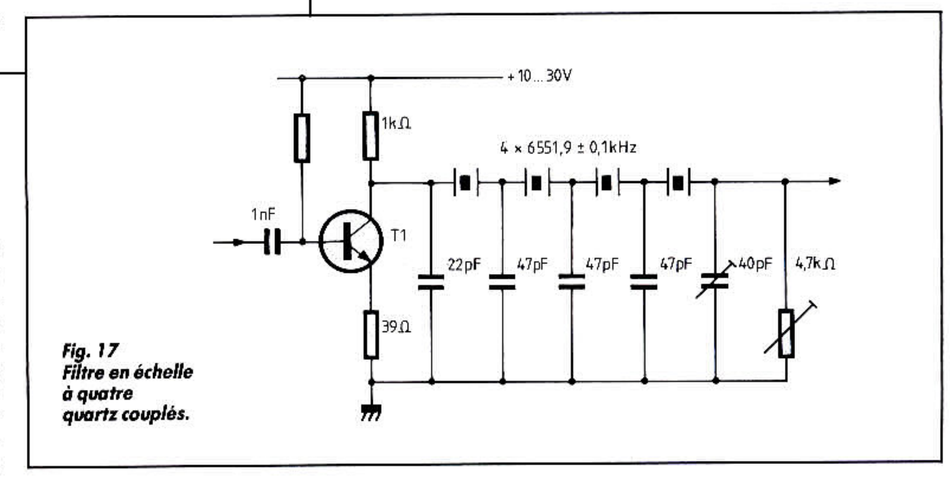


Fig. 17 Filtre en échelle à quatre quartz couplés.

la valeur a d'ailleurs été réajustée, en la circonstance, de façon à obtenir un minimum net vers 6 541 kHz.

Associations de quatre et de cinq quartz

La figure 15 montre le résultat d'une simulation faisant intervenir une cellule surcompensée (courbe 1), deux cellules symétriques (courbes 2 et 3) et une cellule non compensée (courbe 4). La courbe en gras indique le résultat qu'on obtient par une mise en cascade de ces quatre cellules. Cette mise en cascade suppose une séparation des cellules par des étages d'amplification, en absence de tout couplage.

Un résultat pratiquement équivalent sera obtenu avec une cascade associant deux cellules surcompensées à deux cellules non compensées. La représentation de la réponse, dans la figure 16, diffère de la précédente par le choix de l'échelle. On voit notamment que l'atténuation dépasse 80 dB dès qu'on s'écarte de 7 ou 8 kHz de la fréquence centrale, et ce pour une largeur de bande de 3,5 kHz environ. Bien entendu, ces 80 dB ne seront obtenus qu'en l'absence de toute capacité entre l'entrée et la sortie, sans parler d'éventuels courants dans les connexions de masse.

Par rapport à une telle cascade de cellules séparées, le montage de la figure 17 est d'une désarmante simplicité. Ses performances n'en sont pas, pour autant, très écartées. Tant qu'on ne dépasse pas quatre quartz et une largeur de bande de 3 kHz, les seules valeurs critiques sont les fréquences série des quartz. On devra mesurer les échantillons dont on dispose et sélectionner ceux qui présentent un écart minimal, si possible inférieur à 0,02 %. Méfiez-vous des quartz (surplus) des années 40 ou 50. Leur capacité parallèle est souvent prohibitive.

La courbe A de la figure 18 montre la réponse obtenue en utilisant des capacités à ± 5 % pour les quatre condensateurs fixes du réseau, et en agissant sur les deux ajustables de sortie de façon à obtenir, au vobulateur, une courbe à sommet symétrique et d'ondulation admissible (± 1 dB).

La précision des capacités devient nettement plus critique dès qu'on cherche à augmenter soit la bande passante, en utilisant des valeurs de C plus faibles, soit la raideur de flanc, en ajoutant d'autres quartz.

Avec un filtre à cinq quartz, on y arrive encore assez rapidement. La figure 19 donne un exemple. On avait réalisé ce montage, au départ, avec cinq capacités « interquartz » identiques, de 47 pF. Le vobulateur avait montré que l'action des deux ajustables ne permettait pas d'obtenir une

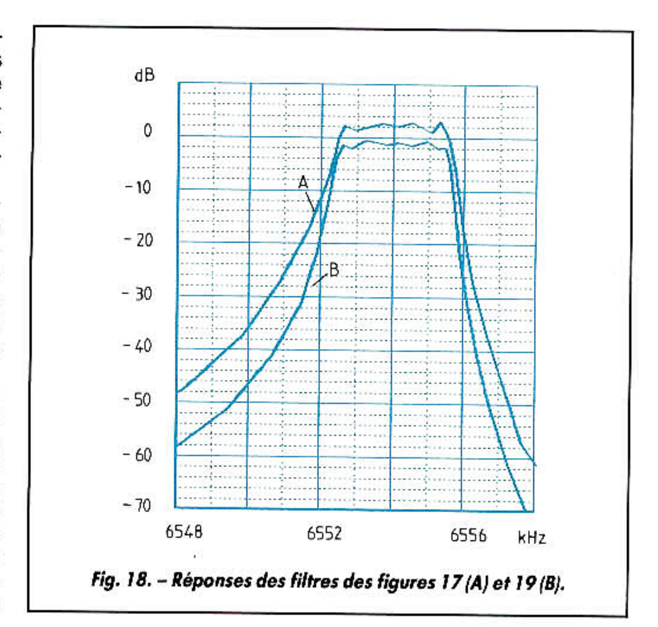


Fig. 18. – Réponses des filtres des figures 17 (A) et 19 (B).

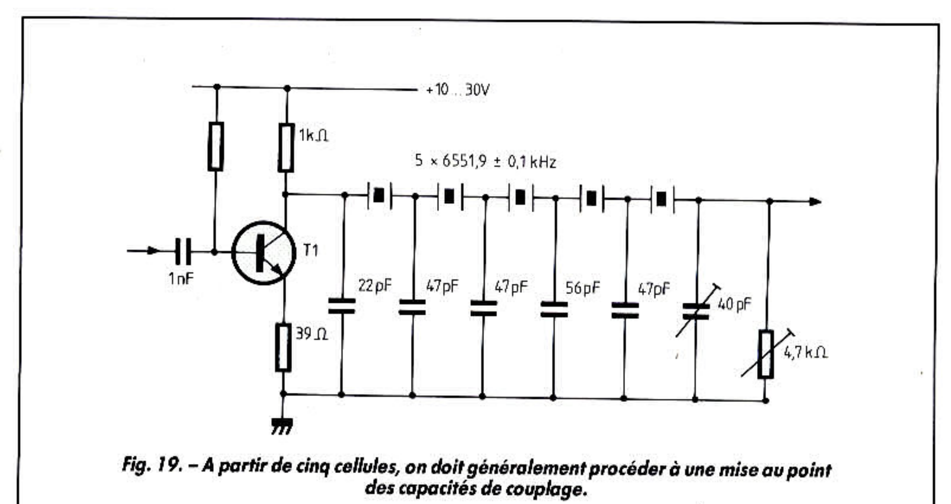


Fig. 19. – A partir de cinq cellules, on doit généralement procéder à une mise au point des capacités de couplage.

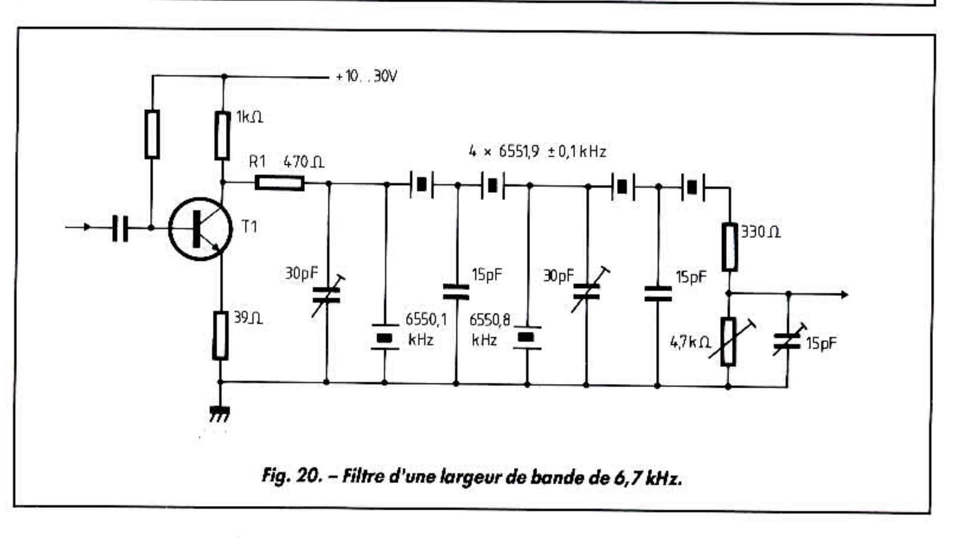


Fig. 20. – Filtre d'une largeur de bande de 6,7 kHz.

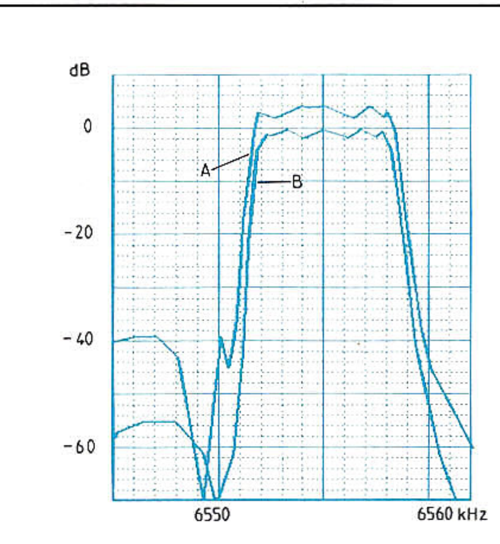


Fig. 21. – Réponses de filtres large bande à six quartz (A) et à huit quartz (B).

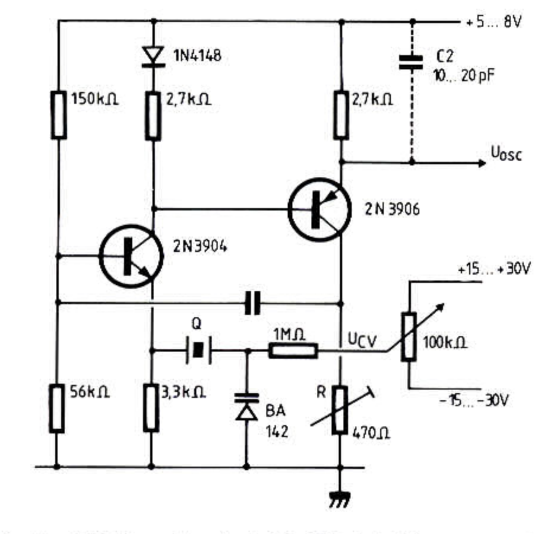


Fig. 22. – VCO d'une plage égale à 0,15 % de la fréquence nominale du quartz.

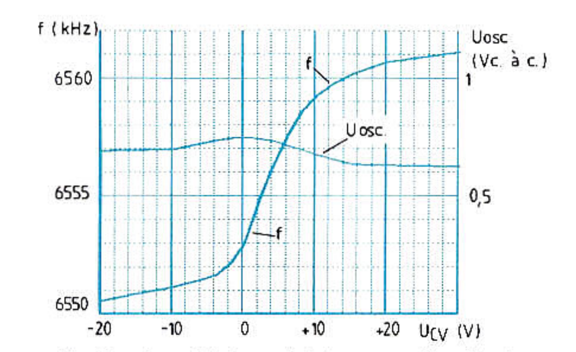


Fig. 23. – Caractéristiques de fréquence et d'amplitude de l'oscillateur de la figure 22.

réponse bien jolie. Pour voir dans quel sens il fallait modifier quoi, on avait mis, ensuite, successivement 10 pF en parallèle à chacune des capacités. Pour l'une d'elles, le remède était bon. Après l'avoir portée de 47 à 56 pF, on a ainsi pu relever la courbe B de la figure 18. Comme précédemment, l'ondulation ne dépasse pas ± 1 dB, le transfert en tension, entre le collecteur T_1 et la sortie, étant voisin de l'unité.

Certes, la réponse est toujours un peu asymétrique. Mais comparez la simulation pour quatre quartz (fig. 15) au relevé pour cinq quartz (fig. 18). Sur le flanc inférieur, le point – 60 dB est situé, dans les deux cas, à peu près à – 6 kHz de la fréquence centrale. Sur le flanc supérieur, le filtre à cinq quartz présente une sélectivité meilleure. De plus, il est plus simple à réaliser, car il ne demande pas d'étages de séparation.

Augmenter la largeur de bande

Si on veut obtenir une largeur de bande de l'ordre de 0,1 % de la fréquence nominale des quartz, on a avantage à rechercher, par tri, quelques échantillons dont la résonance série se situe quelque peu en dessous de la valeur valable pour le gros du lot. Comme le montre la figure 20, on les place en dérivation sur l'échelle.

Pour leur résonance série, ces quartz en dérivation créent des points d'extinction (crevasses) immédiatement en dessous de la bande passante, alors que leur résonance parallèle augmente cette bande vers le bas. R_1 permet de s'affranchir de la capacité de sortie de T_1.

La courbe A de la figure 21 montre la réponse, obtenue après un long travail de mise au point. La bande passante est de 6,7 kHz, avec une ondulation inférieure à ± 1,5 dB. Cette ondulation peut être réduite en diminuant la résistance de charge, en sortie, ou en introduisant des résistances de quelque 100 Ω en série avec tel ou tel quartz, suivant le résultat expérimental. Parfois, on peut améliorer la réponse en plaçant des capacités de quelques picofarads en parallèle aux quartz en sommet, ou en décaler la résonance par des capacités série.

Si vous acceptez un travail de mise au point encore plus pénible, vous pourrez aller plus loin. La courbe B de la figure 20 est celle d'un filtre composé de 5 quartz série plus 3 en dérivation. Avec une bande passante de 6,5 kHz, on obtient un transfert voisin de 0,5 et une ondulation de moins de ± 1 dB. Inutile de donner un schéma, il faudra que vous l'établissiez expérimentalement, en augmentant progressivement le nombre des cellules. Une fabrication en série ne serait absolument pas rationnelle.

Le VCO assorti

Souvent, on doit démoduler après avoir filtré, et on désire que cette démodulation soit synchrone. Donc, il faut un VCO couvrant toute la bande et néanmoins assez stable pour rester, au repos, à peu près au centre de cette bande.

La figure 22 montre son schéma, dérivé de celui de la figure 2. La varicap y fonctionne dans les deux sens de polarisation. Ce mode d'utilisation ne pose pas de problème si on travaille à amplitude réduite, c'est-à-dire avec une tension d'alimentation assez faible (< 8 V). R permet d'ajuster l'amplitude ou d'obtenir, en dessous de la limite d'entretien, un fonctionnement en filtre étroit, à commande électronique de fréquence.

Le graphique de la figure 23 donne, en fonction de la tension de commande U_{cv}, la fréquence d'oscillation f ainsi que l'amplitude (crête à crête) de la tension de sortie, U_{osc}. Il montre qu'on « tire » la fréquence, par des moyens purement électroniques, de plus de 0,15 %.

Ainsi, le quartz ne serait donc pas un matériau aussi dur qu'on le dit !

H. SCHREIBER

Une télécommande de volume

Avec une poignée de circuits intégrés très courants et peu coûteux, on peut réaliser une télécommande de volume stéréophonique. Ce montage peut s'insérer dans une chaîne audio (voire HiFi), à la place d'un magnétophone (sur les bornes « Play » et « Rec Ord »), ou même sur une prise Scart de téléviseur ou de magnétoscope. Dans ce dernier cas, le montage peut commander le volume d'un téléviseur dépourvu de prise Scart ou de télécommande...



Ce qui permet de couper le sifflet, sur un vieux TV, aux messages publicitaires, sans se lever pour tourner le bouton de volume, et ne plus se prendre dans les pavillons les + 10 dB réglementaires de la pub. Sinon, pour des applications moins féroces, ce montage peut servir sur un ampli audio (à deux jeux de prises pour magnétophones) et régler le volume sur une plage de 45 dB, par pas de 3 dB.

Le potentiomètre électronique

Ce double potentiomètre est constitué d'une chaîne d'atténuation passive et d'adaptation d'impédance active, bâtie autour d'un double ampli-op audio (LM 833 ou équivalent). Les atténuateurs sont de simples réseaux résistifs commutés par des interrupteurs électroniques, au nombre de quatre par voie. Ces interrupteurs sont empruntés à de classiques CD 4066 ou 74 HC 4066. Le premier de la chaîne fournit une atténuation de 1/16 (– 24 dB), le second permet de disposer de + 6 dB ou 0 dB, le troisième commute l'atténuateur 1/4 (– 12 dB) et le dernier $1/\sqrt{2}$, soit – 3 dB. Les quatre interrupteurs offrent 16 combinaisons d'atténuation au total, ou, si on préfère, 15 × 3 dB soit 45 dB de réglage possible, par bonds de 3 dB (seuil de différence audible). La chaîne constitue donc un potentiomètre « cranté » à progression logarithmique, comme il se doit en audio.

On active ces interrupteurs par un signal sur quatre bits issu d'un compteur-décompteur prépositionnable type 74 LS 193. Le prépositionnement est utilisé ici afin d'obtenir une atténuation fixée, à la mise sous tension, par les quatre interrupteurs manuels I_1 à I_4 (ce qui évite de se trouver à plein volume, par hasard). Nous avons doté le compteur de « butées électroniques » haute et basse. La position binaire 1111 est décodée par U3a (74 LS 20) qui inhibe le comptage (afin de ne pas passer à 0000) et provoque l'illumination d'une Led rouge. De même, la position

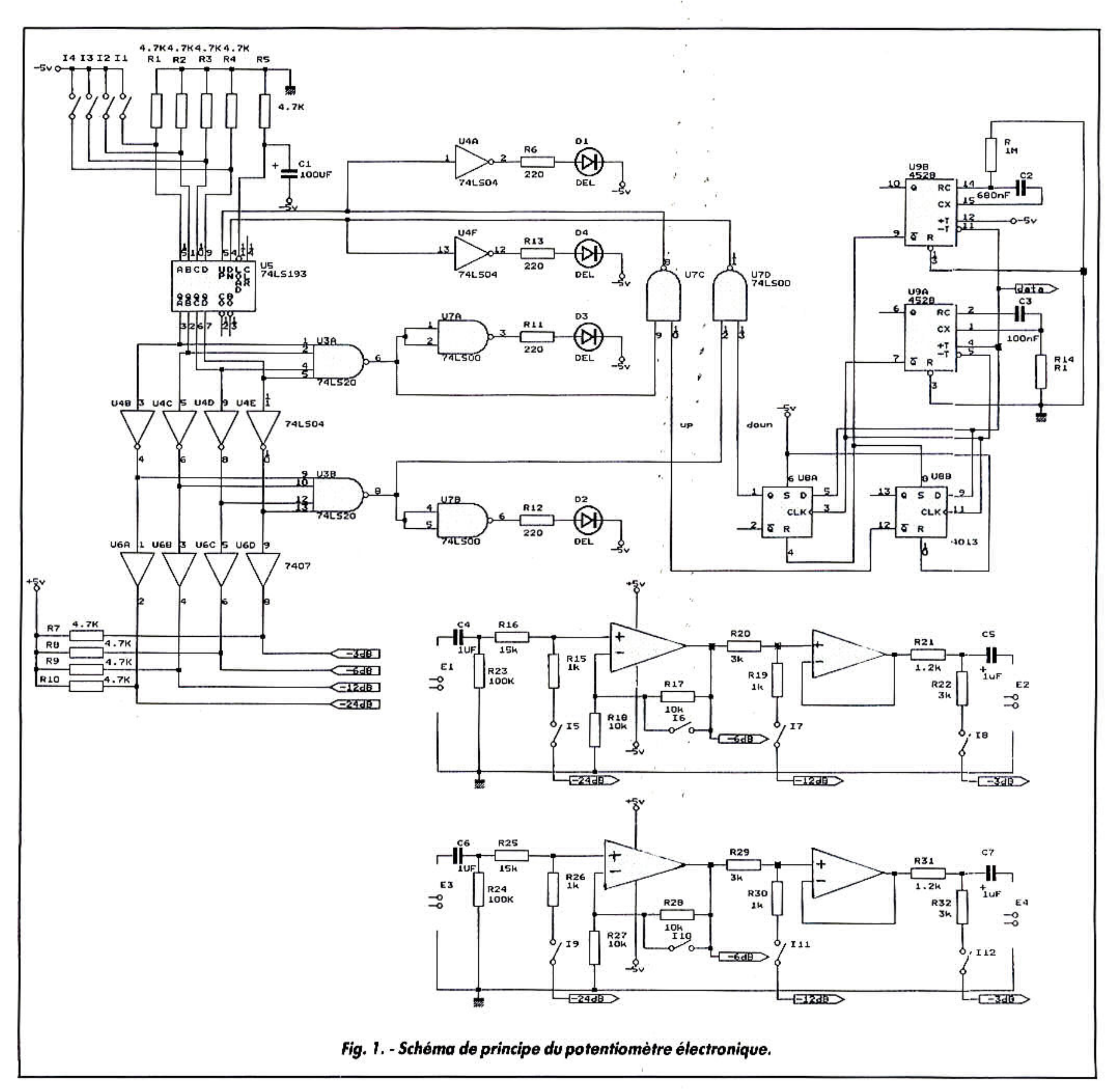


Fig. 1. - Schéma de principe du potentiomètre électronique.

binaire 0000 est décodée par U3b, empêche le décomptage vers 1111 (volume à fond !) et provoque l'illumination d'une Led verte. Entre ces valeurs extrêmes, on peut faire compter ou décompter le LS 193, matérialisé par l'illumination de deux diodes triangulaires figurant le sens croissant ou décroissant, respectivement (D_1 et D_4). Finalement, on se retrouve avec deux entrées et deux sorties audio et deux entrées de commande (comptage/décomptage) auxquelles il faudra appliquer respectivement des créneaux logiques positifs, par télécommande. Ce que nous allons décrire immédiatement.

L'émetteur

L'encodage utilise un oscillateur – compteur binaire type CD 4060. La fréquence porteuse est de 32 768 Hz, fixée par le résonateur céramique Q. Une logique combinatoire (porte NAND à 8 entrées type CD 4068) prélève les signaux issus du comptage sur les sorties Q_{14} (2 Hz), Q_{13} (4 Hz), Q_{12} (8 Hz), Q_9 (64 Hz) et Q_0 (32 768 Hz). Au repos (BP_1 et BP_2 non actionnés), la sortie « vraie » du 4068 est à l'état bas (T_2 bloqué), sa sortie complémentaire étant au niveau logique « 1 », bloquant T_1 (diode rouge témoin éteinte). Une pression sur BP_1 ou BP_2 fait apparaître en sortie du CD 4068 une séquence codée, constituée de salves à 32 768 Hz : quatre salves durant 62,5 ms si on appuie sur BP_2, deux salves durant 62,5 ms si on appuie sur BP_1 (fig. 9). Ce sont ces messages qui seront émis toutes les demi-secondes (2 Hz) par les diodes émettrices infrarouges DEL_2 et DEL_3.

Le récepteur

Le rayonnement est capté par D_5, photodiode réceptrice infrarouge. Le signal est filtré en passe-haut (C_9, R_{37}) afin d'en éliminer les composantes à basse fréquence, issues des rayonnements d'ampoules à incandescence (par exemple). Amplification par U12a (1/2 LM 358) puis amplification sé-

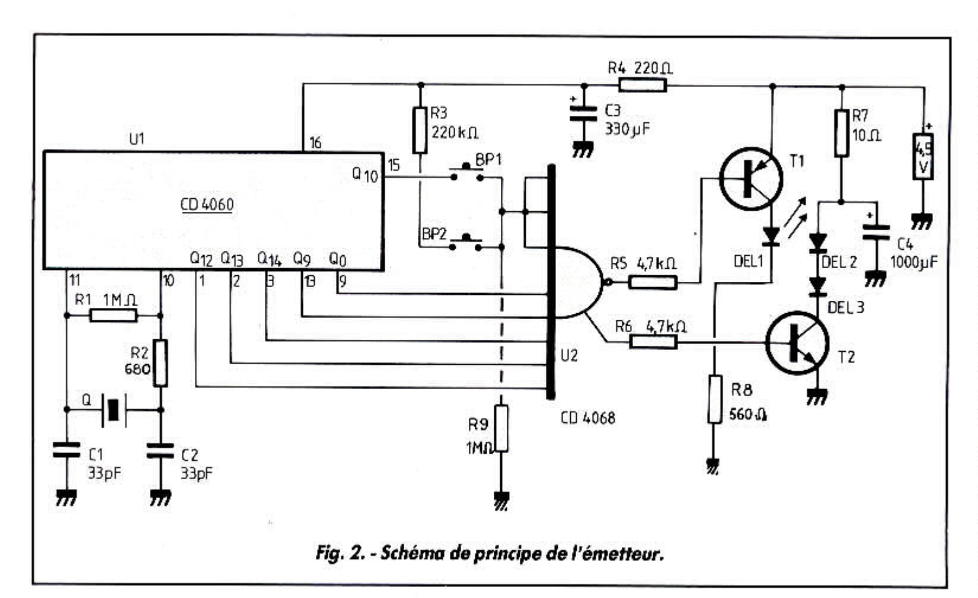


Fig. 2. - Schéma de principe de l'émetteur.

lective par U12b, bouclé par un circuit sélectif en double T, grossièrement accordé sur 33 kHz. Le décodeur de tonalité U13 (LM ou NE 567) est accordé sur 32 768 Hz par R_{45}, P_1 et C_{16}, le réglage fin est obtenu par P_1. Le signal détecté est inversé par T_1. A ce stade, il doit ressembler à celui fourni par la porte CD 4068 de l'émetteur, à la différence près que la porteuse à 32 768 Hz a disparu. Ce signal, pompeusement nommé « data » sur le schéma, est appliqué à deux monostables (CD 4528) et aux entrées D d'une double bascule D (CD 4013). La partie supérieure du monostable (sortie Q_1) fournit une impulsion longue (200 ms env.) au niveau bas qui débloque les

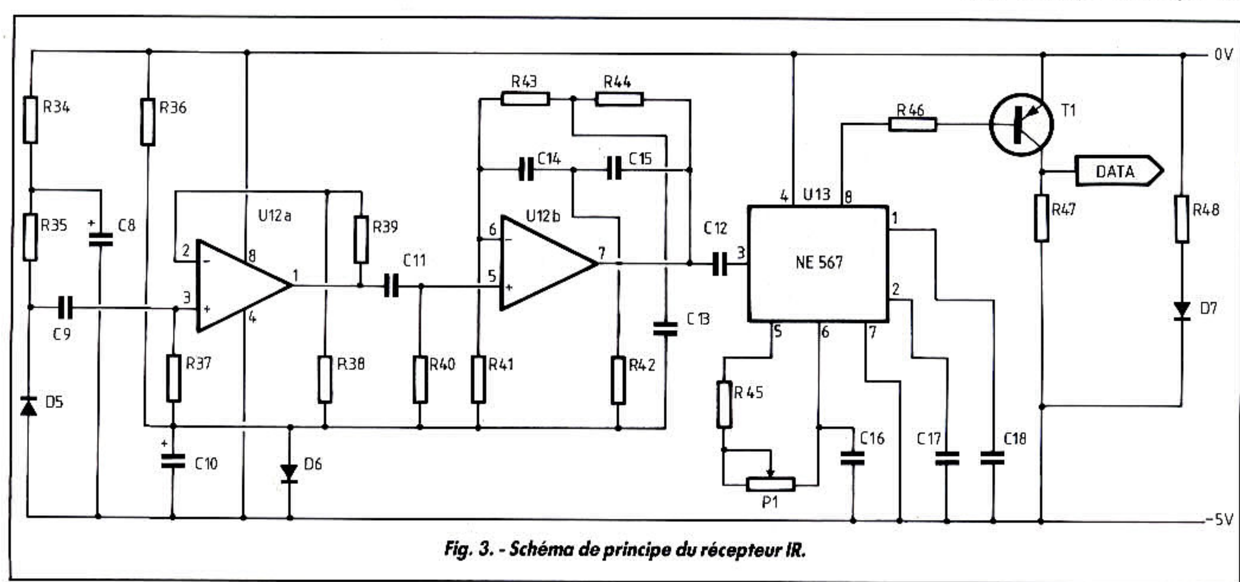
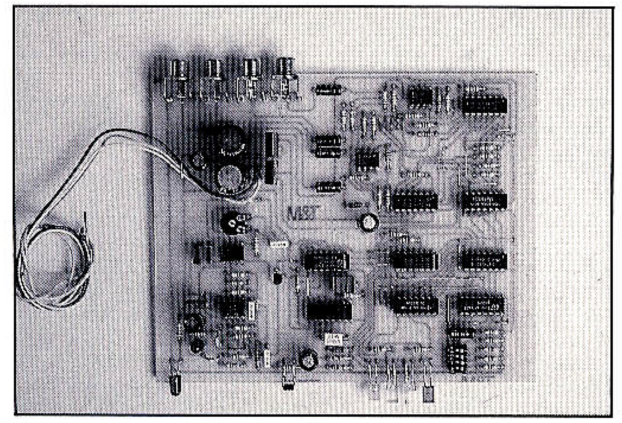


Fig. 3. - Schéma de principe du récepteur IR.



La carte de réception et de commutation.

Nomenclature des composants (émetteur)

Résistances

R_1 : 1 MΩ
R_2 : 680 Ω
R_3 : 220 kΩ ou 100 kΩ
R_4 : 220 Ω
R_5, R_6 : 4,7 kΩ
R_7 : 10 Ω
R_8 : 560 Ω, R_9 : 1 MΩ

Condensateurs

C_1, C_2 : 33 pF
C_3 : 33 µF 10 V
C_4 : 1 000 µF 10 V

Semi-conducteurs

C_5 : (facultatif) 1 000 µF/6 V
U_1 : 4060 - U_2 : 4068
T_1 : BC557B - T_2 : BC
D_1 : DEL rouge
D_2, D_3 : DEL infrarouge

Divers

BP_1, BP_2 : boutons poussoirs (série KS Jeanrenaud)
Batt : 3 × LR3
Q : résonateur : 32,768 kHz.

Fig. 4. - Circuit imprimé, côté cuivre, du récepteur (échelle 1).

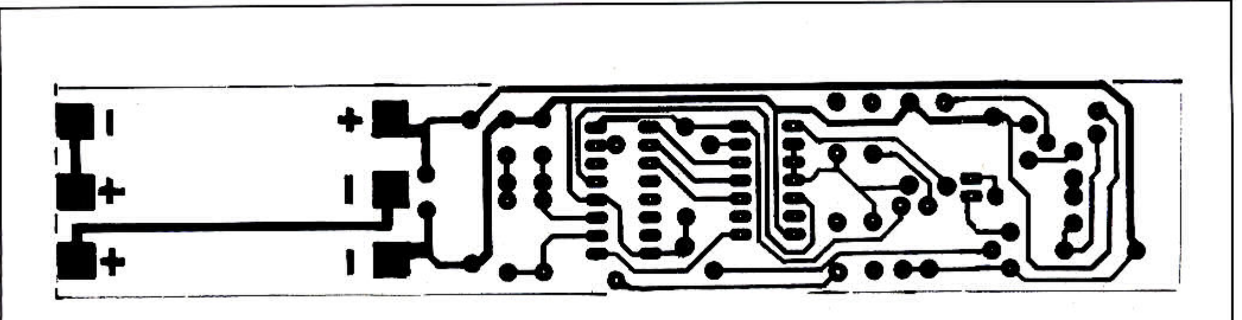


Fig. 5. - Circuit imprimé, côté cuivre, de l'émetteur (échelle 1).

Fig. 6. - Implantation des composants du récepteur.

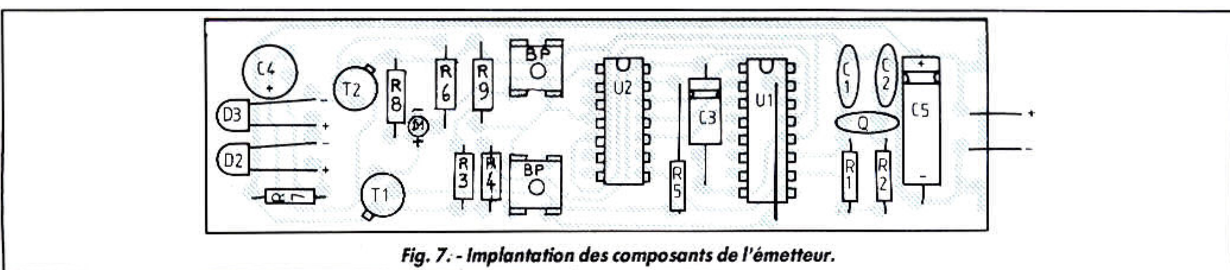
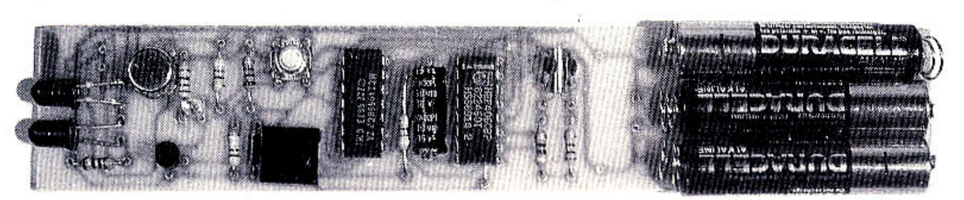


Fig. 7. - Implantation des composants de l'émetteur.



La carte imprimée de l'émetteur.

bascules D (l'une est forcée à 1, l'autre à 0). La partie inférieure Q_2 fournit deux impulsions de 20 ms environ, et deux seulement (monostable non réarmable) quel que soit le signal reçu (cas de BP_1 actionné ou BP_2 actionné). Le front montant de ce signal issu de Q_2 est appliqué aux en-

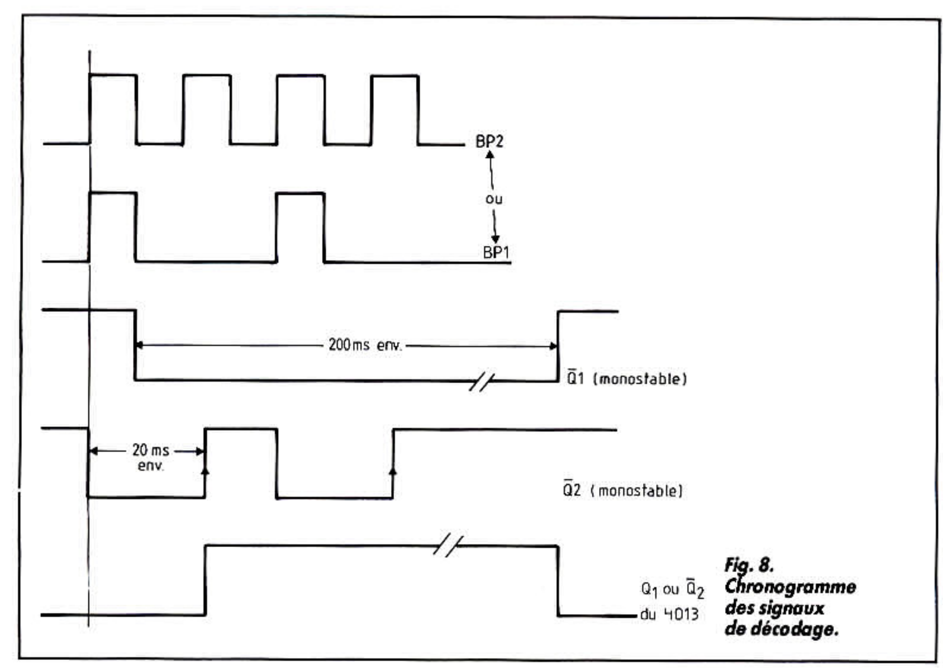


Fig. 8. Chronogramme des signaux de décodage.

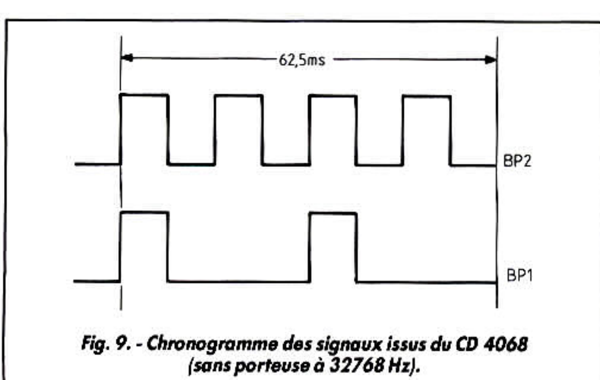


Fig. 9. - Chronogramme des signaux issus du CD 4068 (sans porteuse à 32768 Hz).

trées « horloge » des bascules, lesquelles vont échantillonner la valeur présente en D à cet instant. Si BP_1 est activé, les bascules vont porter un « 0 logique » sur leur sortie Q. Si BP_2 est activé sur l'émetteur, c'est un « 1 logique » qui sera porté sur les sorties Q. Le « 0 » sera un « 1 » sur la sortie Q utilisée (comptage positif), tandis que l'autre sortie Q restera à 0. De même, le « 1 » apparaîtra sur la sortie Q utilisée (comptage négatif), tandis que la sortie Q de l'autre bascule restera à 0. Les créneaux positifs durent jusqu'à ce que le monostable à longue durée (200 ms) revienne à son état initial et bloque alors les bascules dans leur position de repos fixée.

Réalisation

L'ensemble potentiomètre-logique-récepteur infrarouge et une partie de l'alimentation est regroupé sur un circuit imprimé. La section potentiomètre est alimentée en + 5 V et – 5 V, la logique et le récepteur IR entre le 0 et – 5 V. Un translateur de niveau type 7407 assure la transition entre la logique et les interrupteurs CMOS 4066. L'émetteur est implanté sur un circuit longiforme, ce qui facilite sa tenue en main et est alimenté par trois piles de 1,5 V (ne pas dépasser cette tension de 4,5 V, sinon le résonateur à 32 768 Hz fonctionne sur une fréquence supérieure).

Le seul réglage est celui de P_1 sur le récepteur ; on peut le mener en activant BP_1 ou BP_2 en permanence (diodes IR émettrices et réceptrices face à face) et en observant les diodes visibles témoin (D_1 et D_4). L'alimentation en continu se fait sur l'entrée des régulateurs 7805 et 7905 et la masse. 2 × 8 V continus suffisent, sous un débit de 250 mA. ■

Nomenclature des composants (récepteur)

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 à R_5, R_7 à R_{10} : 4,7 kΩ
R_6 : 220 Ω
R_{11} à R_{13} : 220 Ω
R_{14} : 470 kΩ
R_{15}, R_{19}, R_{26}, R_{30} : 1 kΩ
R_{16}, R_{25} : 15 kΩ
R_{17}, R_{18}, R_{27}, R_{28} : 10 kΩ
R_{20}, R_{29} : 3 kΩ
R_{21}, R_{31} : 1,2 kΩ
R_{22}, R_{32} : 3 kΩ
R_{23}, R_{24} : 100 kΩ
R_{33} : 220 kΩ
R_{34} : 100 kΩ
R_{35} : 47 kΩ
R_{36} : 1 kΩ
R_{37}, R_{38} : 100 kΩ
R_{39} : 470 kΩ
R_{40}, R_{41} : 100 kΩ
R_{42} : 5,1 kΩ
R_{43}, R_{44} : 10 kΩ
R_{45} : 27 kΩ
R_{46} : 4,7 kΩ
R_{47} : 4,7 kΩ
R_{48} : 220 Ω
R_{49} : 100 kΩ
RT : 1 MΩ

Condensateurs

C_1 : 100 µF 16 V
C_2 : 680 nF
C_3 : 100 nF
C_4, C_5, C_6, C_7 : 1 µF 16 V
C_8 : 33 µF 10 V
C_9 : 1 nF (5 mm)
C_{10} : 330 µF 10 V
C_{11} : 1 nF (5 mm)
C_{12} : 1 nF (5 mm)
C_{13} : 470 pF
C_{14}, C_{15} : 220 pF
C_{16} : 1 nF
C_{17} : 47 nF
C_{18} : 100 nF
C_{19}, C_{20} : 100 µF 16 V
C_{21}, C_{22} : 330 µF 16 V

Semi-conducteurs

U_1 : LM 833, TL 082, LF 353
U_2 : LM 833, idem
U_3 : 74 LS 20
U_4 : 74 LS 04
U_5 : 74 LS 193
U_6 : 7407
U_7 : 74 LS 00
U_8 : 4013
U_9 : 4528
U_{10} : 4066 ou 74 HC 4066
U_{11} : 4066 ou 74 HC 4066
T_1 : BC 557 B
U_{12} : LM 358
U_{13} : LM 567
U_{14} : 7805 (TO 220)
U_{15} : 7905 (TO 220)
D_1 : DEL triang. orange
D_2 : DEL rectang. verte
D_3 : DEL rectang. rouge
D_4 : DEL triang. orange
D_5 : photodiode IR
D_6 : DEL rouge
D_7 : DEL rouge rectang.

Divers

P_1 : ajustable 10 kΩ

Lecture et évolution d'un schéma :

Préamplificateur audiofréquence

Le schéma de la figure 1 est celui d'un amplificateur linéaire de type courant et de conception simple. On constate :
1. Une seule source d'alimentation. C'est parfois plus économique.
2. Un condensateur de liaison à l'entrée. On n'amplifie donc que les tensions alternatives.
3. Le signal arrive sur l'entrée « + » de l'amplificateur opérationnel. Il s'agit donc d'un montage dit « non inverseur ».
4. Dans ce montage, le gain en tension G_u est fixé par les résistances R_3 et R_4 ($G_u = 1 + R_4/R_3$). Ce gain est donc de 40.

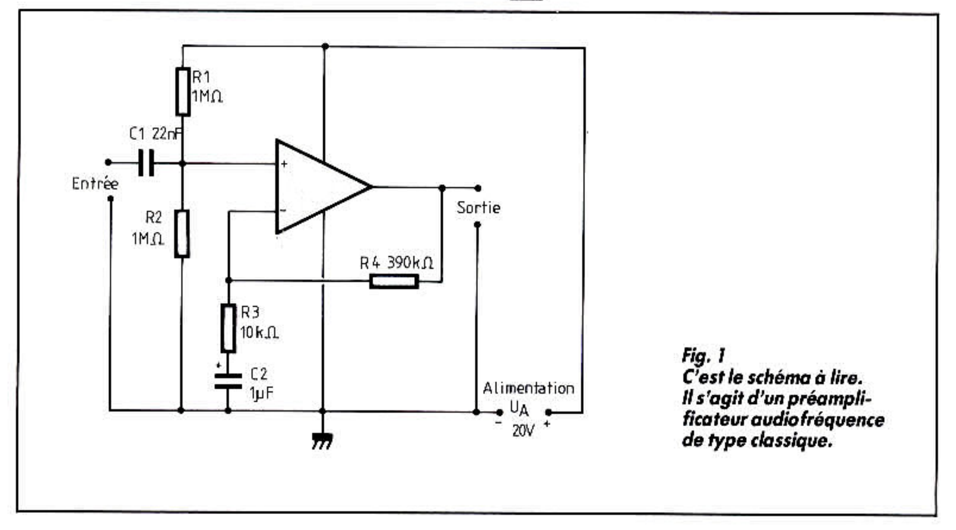


Fig. 1
C'est le schéma à lire. Il s'agit d'un préamplificateur audiofréquence de type classique.

Certes, cette énumération n'explique pas tout. Vous vous posez encore des questions.

A1. – Pourquoi ce diviseur (R_1, R_2) sur l'entrée « plus » ?

Dans le montage classique, à double alimentation (fig. 2), l'entrée « plus » se trouve, *via* la source de signal, à la masse, soit à un potentiel égal à $U_A/2$. Le diviseur rétablit ce même potentiel, pour que l'amplificateur opérationnel puisse fonctionner de façon symétrique.

A2. – Pourquoi des résistances de 1 MΩ, et pas plus, ni moins ?

C'est un compromis. Il peut aboutir à d'autres valeurs. Pour perdre le moins possible de la précieuse énergie de signal (produite par un microphone, un capteur...), on a intérêt à prendre R_1 et R_2 très grandes. D'autre part, il faut que ces résistances soient suffisamment faibles pour que le courant de polarisation d'entrée de l'amplificateur opérationnel n'y provoque pas une chute de tension gênante. Dans le cas du µA 741, ce courant est inférieur à 0,5 µA, soit une chute de tension de moins de 0,5 V dans 1 MΩ. C'est négligeable, pour une

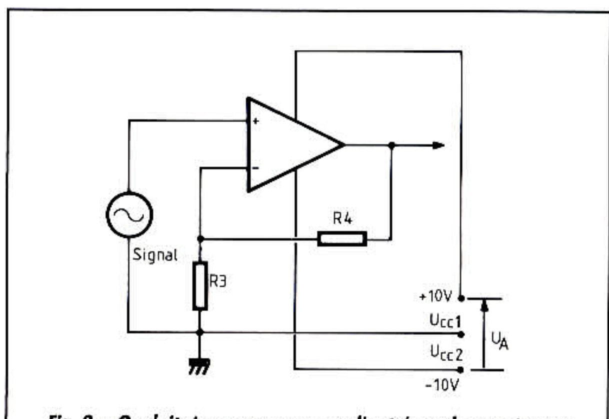


Fig. 2. – On doit s'arranger pour que l'entrée « plus » se trouve à un potentiel égal à la moitié de l'alimentation totale, U_A.

application audio, lorsqu'on alimente sous 20 V.

A3. – Mais, avec un gain de 40, ces 0,5 V deviennent 20 V en sortie ?

Non, car en continu, le gain du montage est égal à l'unité. C'est comme si C_2 n'existait pas. R_3 aurait une patte en l'air... Calculez le gain qui en résulte. Notez aussi que la chute de tension (continue) dans R_4 compense partiellement celle qui est due au diviseur sur l'entrée « plus ».

A4. – D'où provient ce courant de polarisation d'entrée ?

L'amplificateur opérationnel est fait avec des transistors. Chaque entrée est constituée par la base de l'un d'eux. Ils ne fonctionnent pas sans un certain courant de base. Si l'entrée se fait sur des transistors à effet de champ, le courant d'entrée (courant de fuite de la jonction *drain-gate*) sera quelque 1 000 fois plus faible. On peut alors utiliser des résistances plus élevées. Dans certains amplificateurs opérationnels (de puissance), le diviseur de polarisation se trouve intégré.

B1. – Quelle est l'utilité des condensateurs ?

Par C_1, on évite que R_2 ne se trouve court-circuitée par la source de signal. Mais, si cette source présente une résistance très grande en continu (capteur piézo-électrique), on pourra la connecter directement.

Comme un amplificateur opérationnel présente un gain intrinsèque (presque) infini, la tension de sortie ne peut prendre une valeur finie et stable que si les deux entrées sont (pratiquement) à un même potentiel. Pour ne pas perturber ce bel équilibre, on doit « isoler » R_3 du négatif de l'alimentation par un condensateur suffisamment gros pour qu'il n'intervienne pas en alternatif.

B2. – Comment choisir les valeurs des condensateurs ?

En partant de la plus basse fréquence à transmettre, f_b. On l'appelle aussi « fréquence inférieure de coupure ». A cette fréquence, la réactance de C_1, $X_1 = 1/(2 \pi fb)$, doit être plus faible que (ou du moins inférieure à) la valeur résultant de la mise en *parallèle* des deux résistances du diviseur. La résistance d'entrée de l'amplificateur opérationnel sera assez grande pour qu'on puisse en négliger l'effet.

Quant à C_2, il suffit que sa réactance soit inférieure à R_3.

B3. – R_1 et R_2 interviennent en parallèle ? Mais ne sont-elles pas en série ?

S'il n'y avait que l'une (fig. 3), le courant y serait $i_1 = u_1/R_1$, en supposant la fréquence de travail assez élevée pour que C_1 n'intervienne pas, et U_A comme une grandeur fixe (constante). Si l'autre était seule présente (fig. 4), on aurait $i_2 = u_1/R_2$. Et si les deux y sont, il suffit de faire la somme des courants, et d'appliquer la loi d'Ohm. Ce qui donne une résistance équivalente.

$$R_{eq} = u_1/(i1 + i2) =$$

$$\frac{u_1}{u_1/R_1 + u_1/R_2} = \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}$$

Ce même raisonnement est d'ailleurs vrai pour la chute continue due au courant de polarisation d'entrée de l'amplificateur opérationnel (voir § A2). Pour calculer cette chute de tension, il faut donc faire intervenir la mise en parallèle de R_1 et R_2, soit 500 kΩ.

B4. – Pourquoi C_2 dépend-il de R_3 et non pas aussi de R_4 ?

Certes, R_3 et R_4 sont en série, alors que la résistance d'entrée de l'amplificateur opérationnel est plutôt infinie. Mais c'est le gain qui importe. Sa formule, $G_u = 1 + R_4/R_3$, montre qu'il change dès qu'on ajoute quelque valeur résistive ou réactive à R_3. Il faut donc bien que la réactance de C_2 soit faible devant la plus petite des deux résistances.

B5. – L'effet de fréquence des deux condensateurs est-il cumulatif ?

Oui, et cela se calcule.

La fréquence de coupure, $f_b = 1/(2 \pi R C)$, est voisine de

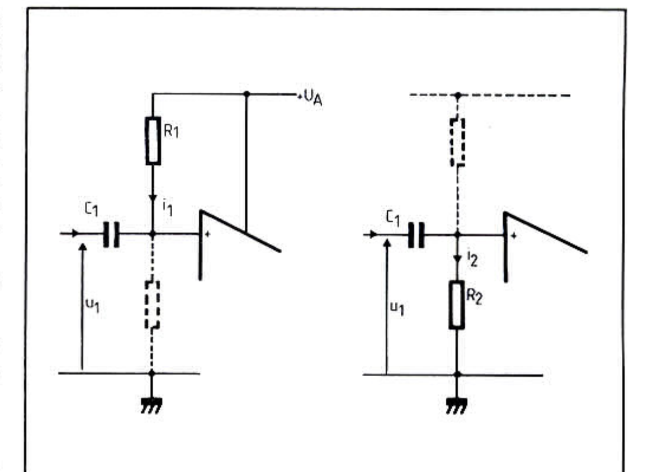


Fig. 3 et 4. – Les résistances du diviseur de polarisation, sur l'entrée « plus », apparaissent en parallèle pour le signal d'entrée.

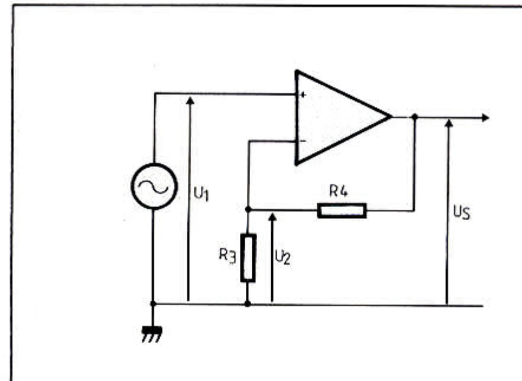


Fig. 5. – Pour le calcul du gain en tension, on peut admettre que les tensions u_1 et u_2 sont identiques.

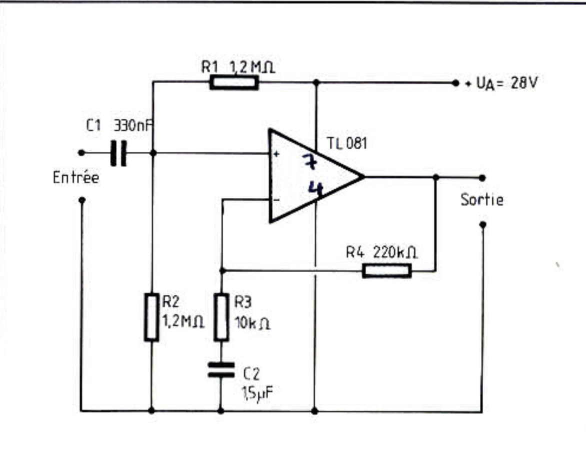


Fig. 6. – Modification du schéma de la figure 1 avec notamment un gain de 23 et une amplitude de sortie de 20 V crête à crête.

15 Hz pour la cellule composée de C_1 et du diviseur de polarisation, de même pour celle formée par C_2 et R_3. Comme la fréquence de coupure se définit à – 3 dB du gain maximal, l'effet cumulatif implique, en présence des deux cellules, une perte de – 6 dB à 15 Hz.

B6. – Donc, les – 3 dB, on les a maintenant à 30 Hz ?

Non, on les a là où chaque cellule affaiblit de – 1,5 dB $\approx 2^{1/4}$. En d'autres termes, si f_b et f_{bc} sont respectivement les fréquences de coupure primitive et cumulée, on doit avoir, pour deux cellules :

$1 + f_b^2/f_{bc}^2 = 2^{1/2}$.

En l'occurrence, cette relation aboutit à $f_{cb} = 1,56\ f_b$ = 23,4 Hz.

B7. – Y a-t-il également une fréquence de coupure supérieure ?

Oui, et sa valeur dépend de l'amplificateur opérationnel qu'on utilise. Si c'est un 741, le *produit gain par bande* est de GB = 1 MHz. Ce qui signifie qu'on obtient la fréquence supérieure de coupure (équivalente à la bande, dans la mesure où f_b est toute petite), en divisant GB par le gain, soit 1 MHz/40 = 25 kHz avec les valeurs de l'exemple. Avec un TL 081, cette fréquence serait trois fois plus grande.

Lorsqu'on demande aussi une amplitude de sortie élevée, la fréquence maximale peut être limitée par la *vitesse d'excursion (slew-rate)* de l'amplificateur opérationnel. Celle du 741 est de 0,5 V/µs. Pour que la tension de sortie évolue de 20 V, il faut donc 40 µs, ce qui correspond à 12,5 kHz pour la fréquence maximale (en régime triangulaire) qu'on peut obtenir en sortie. Le TL 081 fait 26 fois mieux.

C. Comment puis-je retrouver la formule du gain ?

En vous souvenant d'abord que l'amplificateur opérationnel amplifie la tension qu'on lui présente *entre ses deux entrées.* Il ne se soucie guère de ce que cela peut faire par rapport à la masse. De plus, son gain intrinsèque est si grand que la sortie ne peut se trouver à un potentiel bien défini que si la différence de tension entre les deux entrées est pratiquement nulle.

Si on se place, comme dans la figure 5, par rapport à la masse, on peut ainsi dire $u_2 = u_1$. Par ailleurs, aucune intensité substantielle ne passe dans l'entrée « moins » de l'amplificateur. Pour R_3 et R_4, on peut donc dire que les chutes de tension sont proportionnelles aux résistances dans lesquelles elles se produisent, soit :

$$\frac{u_s}{u_2} = \frac{u_s}{u_1} = \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

$$= 1 + R_4/R_3$$

Proposition de modification

Soyons modeste. Demandons seulement :

1. Un gain en tension de 23.
2. Une fréquence inférieure de coupure *cumulée* de 15 Hz.
3. Une amplitude de sortie de 20 V crête à crête sur 50 kHz.

La figure 6 présente le nouveau schéma. On remarque :

1. Le nouveau gain est obtenu en prenant R_4 = 220 kΩ.
2. D'après § B6, c'est par 1.56 qu'il aurait fallu multiplier les valeurs des condensateurs. On a multiplié par 1,5 seulement, mais, pour ne froisser personne par cette approximation, on a aussi porté les résistances du diviseur de polarisation à 1,2 MΩ. En fait, comme il s'agit de condensateurs à 10 %...
3. Pour obtenir 20 V crête à crête en sortie, il faut alimenter avec une tension plus grande, 25 V à 28 V. Quant à la fréquence, il suffit d'utiliser un amplificateur opérationnel de vitesse d'excursion suffisante, un TL 081 ou équivalent.

H. SCHREIBER